



저작자표시 2.0 대한민국

이용자는 아래의 조건을 따르는 경우에 한하여 자유롭게

- 이 저작물을 복제, 배포, 전송, 전시, 공연 및 방송할 수 있습니다.
- 이차적 저작물을 작성할 수 있습니다.
- 이 저작물을 영리 목적으로 이용할 수 있습니다.

다음과 같은 조건을 따라야 합니다:



저작자표시. 귀하는 원저작자를 표시하여야 합니다.

- 귀하는, 이 저작물의 재이용이나 배포의 경우, 이 저작물에 적용된 이용허락조건을 명확하게 나타내어야 합니다.
- 저작권자로부터 별도의 허가를 받으면 이러한 조건들은 적용되지 않습니다.

저작권법에 따른 이용자의 권리는 위의 내용에 의하여 영향을 받지 않습니다.

이것은 [이용허락규약\(Legal Code\)](#)을 이해하기 쉽게 요약한 것입니다.

[Disclaimer](#) 

공학박사학위논문

멀티 터미널 직류 송전 시스템
구성을 위한 모듈형 고전압 DC/DC
컨버터의 회로 구성 및 제어

**Topology and Control of Modular High Voltage DC/DC
Converter for Multi-Terminal HVDC Transmission
System**

2014년 8월

서울대학교 대학원
전기·컴퓨터공학부
김 성 민

초록

전 세계적으로 교류 송전 시스템의 용량 포화와 대용량 장거리 송전의 필요성 증대, 전력선 설치의 제한, 대용량 신재생 에너지의 송전 시스템 수용 요구 등으로 인해 직류 송전 시스템에 대한 필요성이 급격하게 증가하고 있다. 전류형 컨버터를 사용한 기존 직류 송전 시스템은 대용량 전력을 낮은 손실로 장거리를 전달할 수 있지만, 전력의 방향이 단방향이고 직류 계통을 확대할 수 없다는 단점을 갖는다.

최근 제안된 모듈형 멀티레벨 컨버터는 직류 송전 시스템에서 전압형 컨버터가 비교적 낮은 손실로 구현될 수 있음을 보여주었고, 이로 인하여 멀티터미널 직류 송전 시스템의 구현이 현실화되고 있다. 멀티터미널 직류 송전 시스템은 다양한 직류 송전 시스템을 하나로 묶어 기존의 교류 송전 시스템과 같이 대용량 전력을 안정적으로 전달할 수 있다. 이를 위해서는 직류/직류 전력 변환 회로가 필수적이다. 기존 기술로 구현할 수 있는 직류/직류 컨버터는 2개의 직류/교류 컨버터를 변압기를 통해 서로 연결하여 양 직류단의 전력을 교환하는 구조이다. 이러한 구조는 2단계의 전력 변환 구조로 인하여 손실이 크며, 컨버터 비용이 매우 높다.

본 논문에서는 직류 송전 시스템에 적용 가능한 새로운 직류/직류 전력 변환 회로를 제안하였다. 송전 시스템의 특성상 손실을 최소화하는 것이 매우 중요하기 때문에 제안된 회로는 손실을 최소화하기 위한 구조로 설계되었다. 직류/직류 전력 변환에서 손실을 최소화하는 것은 양 직류단 전류가 가능한

컨버터를 통하지 않고 다른 편 직류단으로 직접 전달되는 것이다. 따라서, 3개의 모듈형 멀티레벨 컨버터를 고전압 1차측 직류단에 연결하고 두 번째 컨버터에 저전압 2차측 직류단을 직접 연결하는 구조를 사용할 수 있다. 이러한 구조에서 양 직류단의 단락사고를 고려하기 위해서는 모듈의 연결 구조를 수정해야 하는데, 본 논문에서는 컨버터의 도통 손실을 최소화할 수 있는 수정된 구조와 제어 방법을 제안한다. 추가로, 변압기를 전혀 사용하지 않고 컨버터 내부에 교류 회로를 구현하여 전력을 전달하는 새로운 구조를 제안하였다. 본 구조는 다른 구조에 비하여 사용되는 모듈의 개수가 적고 변압기를 사용하지 않기 때문에 비용 측면에서 유리하다.

제안된 구조를 통해 양 직류단의 전력을 전달하기 위해서는 컨버터 내부 모듈의 캐패시터 전압이 균형 제어되어야 한다. 따라서, 각 구조를 직류 회로, 교류 회로, 순환 전류 회로로 나누어 표현하는 모델링을 제안하고, 제안된 모델로부터 각 직류/직류 컨버터의 제어 방법을 제시하였다.

제안된 구조와 제어 기법의 타당성을 검증하기 위하여 각 2kV의 정격 전압을 갖는 Half-Bridge 모듈을 사용하여 $\pm 256\text{kV}$ 의 직류단에서 $\pm 170\text{kV}$ 의 직류단으로 전력을 전달하는 시스템을 각 구조 별로 컴퓨터로 모의하여 분석하였다. 또한, 정격 직류단 전압이 50V인 36개의 모듈을 사용한 300V/150V 직류 변환 시스템을 제작하여 제안된 구조 및 제어 알고리즘을 실험적으로 검증하였다.

주요어: HVDC, 모듈형 멀티레벨 컨버터, 모듈형 직류/직류 컨버터,

직류 송전 시스템, 멀티터미널 직류 송전 시스템

학 번: 2009-30181

목차

| | |
|---|-----------|
| 초록 | i |
| 목차 | iii |
| 제 1 장 서론 | 1 |
| 1.1. 연구의 배경 | 1 |
| 1.1.1. 교류 송전 시스템의 발전과 한계 | 1 |
| 1.1.2. 직류 송전 시스템의 현황과 새로운 적용 | 5 |
| 1.1.3. 멀티터미널 직류 송전 시스템 | 7 |
| 1.2 연구의 목적 | 10 |
| 1.3 논문의 구성 | 14 |
| 제 2 장 직류 송전 시스템 | 15 |
| 2.1. 교류 송전 시스템과 직류 송전 시스템 | 15 |
| 2.1.1. 교류 송전 시스템 | 15 |
| 2.1.2. 직류 송전 시스템 | 21 |
| 2.1.3. 교류 송전 시스템과 직류 송전 시스템의 비교 | 25 |
| 2.2. 직류 송전 시스템의 전력 변환 장치 | 33 |
| 2.2.1. 직류 변압기 | 33 |
| 2.2.2. 직류 차단기 | 62 |
| 2.2.3. 직류 전력 제어 시스템(DCTC) | 71 |
| 제 3 장 직류 송전 계통을 위한 직류/직류 전력 변환 장치 | 78 |
| 3.1 송전용 직류/직류 전력 변환 장치 | 78 |
| 3.1.1 변압기로 연결된 직류/교류/직류 컨버터: Topology I | 90 |

| | |
|---|------------|
| 3.1.2 내부 변압기를 사용하는 직류/직류 컨버터: Topology II..... | 96 |
| 3.1.3 변압기를 사용하지 않는 직류/직류 컨버터: Topology III | 101 |
| 3.2 변압기로 연결된 직류/교류/직류 컨버터 | 104 |
| 3.2.1 변압기를 통해 연결된 직류/교류/직류 컨버터의 구조 | 104 |
| 3.2.2 변압기를 통해 연결된 직류/교류/직류 컨버터의 제어 | 116 |
| 3.3 내부 변압기를 사용하는 직류/직류 컨버터 | 124 |
| 3.3.1 내부 변압기를 사용하는 직류/직류 컨버터의 구조 | 124 |
| 3.3.2 직류단 단락 사고를 고려하여 Full-Bridge 모듈을 사용하는 구조 | 136 |
| 3.3.3 내부 변압기를 사용하는 직류/직류 컨버터의 제어 | 144 |
| 3.3.4 Full-Bridge 모듈을 사용하는 구조에서 도통 손실 감소 | 157 |
| 3.3.5 직류단 단락 사고를 고려하여 Half-Bridge 모듈을 사용하는 구조 | 170 |
| 3.4 변압기를 갖지 않는 직류/직류 컨버터 | 177 |
| 3.4.1 변압기를 갖지 않는 직류/직류 컨버터의 구조 | 177 |
| 3.4.2 변압기를 갖지 않는 직류/직류 컨버터의 제어 | 188 |
| 3.5 제안된 컨버터의 비교 | 201 |
| 제 4 장 실험 결과 | 207 |
| 4.1. Topology II의 양방향 전력 전달 실험 | 210 |
| 4.1.1. Topology II의 시동 과정 | 212 |
| 4.1.2. Topology II의 양방향 전력 전달 | 222 |
| 4.2. Topology III의 양방향 전력 전달 실험 | 227 |
| 4.2.1. Topology III의 시동 과정 | 229 |
| 4.2.2. Topology III의 양방향 전력 전달 | 236 |
| 제 5 장 결론 및 향후 과제 | 243 |
| 5.1. 연구 결과 | 243 |
| 5.2. 향후 과제 | 247 |

| | |
|---------------|-----|
| 참고 문헌..... | 249 |
| ABSTRACT..... | 253 |

그림 목차

| | |
|---|----|
| 그림 2-1 대한민국의 765kV, 345kV 송전 계통도[4]. | 16 |
| 그림 2-2 교류 및 직류 송전 시스템의 거리에 따른 선로의 부하 용량[17]. | 20 |
| 그림 2-3 LCC-HVDC 구조. | 22 |
| 그림 2-4 2-level VSC-HVDC 구조. | 23 |
| 그림 2-5 직류 차단기 없는 4개의 교류/직류 컨버터로 구성된 MTDC 시스템. | 24 |
| 그림 2-6 직류 차단기를 포함한 MTDC 시스템. | 25 |
| 그림 2-7 우리나라 중부 지역의 송전 계통도. | 26 |
| 그림 2-8 우리나라 남서부 지역의 송전 계통도. | 27 |
| 그림 2-9 직류 송전 시스템의 구성. | 28 |
| 그림 2-10 직류 송전 시스템의 구성예. | 29 |
| 그림 2-11 MMC 기본 구조. | 35 |
| 그림 2-12 Half-Bridge 모듈의 출력 전압과 캐패시터 충/방전 조건. | 36 |
| 그림 2-13 Full-Bridge 모듈의 출력 전압과 캐패시터 충/방전 조건. | 37 |
| 그림 2-14 각 Arm을 1개의 컨버터로 치환한 MMC의 모델. | 38 |
| 그림 2-15 직류단과 연결된 MMC의 직류단 전압 합성. | 40 |
| 그림 2-16 교류단과 연결된 MMC의 교류단 전압 합성. | 41 |
| 그림 2-17 MMC 내부 순환 전류 회로의 전압 합성. | 42 |
| 그림 2-18 MMC 내부 전압에 의한 순환 전류. | 43 |
| 그림 2-19 각 회로의 전압으로 구성된 MMC 모델. | 43 |

| | |
|---|----|
| 그림 2-20 MMC의 교류 전류 제어 모델..... | 44 |
| 그림 2-21 MMC의 순환 전류 제어 모델..... | 45 |
| 그림 2-22 MMC의 직류 전류 제어 모델..... | 45 |
| 그림 2-23 Arm의 저항을 고려한 MMC의 순환 전류 모델..... | 51 |
| 그림 2-24 MMC의 직류단 전류 제어기..... | 57 |
| 그림 2-25 MMC의 교류단 전력 제어기..... | 58 |
| 그림 2-26 MMC의 상Arm과 하Arm의 캐패시터 에너지 균형 제어기..... | 59 |
| 그림 2-27 MMC의 Leg간 캐패시터 에너지 균형 제어기..... | 59 |
| 그림 2-28 각 Leg의 상,하Arm 캐패시터 에너지 균형 제어기..... | 60 |
| 그림 2-29 순환 전류 지령 계산..... | 60 |
| 그림 2-30 MMC의 Upper Set 전류 제어기..... | 61 |
| 그림 2-31 MMC의 Lower Set 전류 제어기..... | 61 |
| 그림 2-32 기계식 직류 차단기의 기본 구조..... | 64 |
| 그림 2-33 반도체 직류 차단기의 기본 구조..... | 65 |
| 그림 2-34 하이브리드 직류 차단기의 기본 구조..... | 67 |
| 그림 2-35 하이브리드 직류 차단기의 예 1[14]..... | 68 |
| 그림 2-36 하이브리드 직류 차단기의 직류단 사고시 전류 파형[14]..... | 69 |
| 그림 2-37 하이브리드 직류 차단기의 예 2[39]..... | 70 |
| 그림 2-38 직류 송전 시스템의 구조..... | 72 |
| 그림 2-39 전력선 임피던스를 고려한 직류 송전 시스템의 구조..... | 73 |
| 그림 2-40 직류 전력 제어 시스템의 병렬 연결 구조..... | 76 |
| 그림 2-41 직류 전력 제어 시스템의 직렬 연결 구조..... | 77 |

| | |
|--|-----|
| 그림 3-1 중전압 직류단으로 구성된 해상 풍력 발전 단지를 고전압 직류 송전 시스템으로 육상 송전 시스템과 연결하는 구조..... | 81 |
| 그림 3-2 DAB을 이용한 모듈형 직류/직류 전력 변환 회로..... | 83 |
| 그림 3-3 5.5kVA 고주파 변압기의 예[42]. | 84 |
| 그림 3-4 2013년 기준 우리나라 전력거래정산단가(단위:원)[43]. | 86 |
| 그림 3-5 2013년 기준 우리나라 월별 발전량(단위:GWh)[43]. | 86 |
| 그림 3-6 Simens사의 HVDC Classic Control Hierarchy[44]. | 88 |
| 그림 3-7 MMC의 1개 Arm의 캐패시터 전압과 합성해야 하는 전압 지령..... | 89 |
| 그림 3-8 일반적인 직류/교류/직류 전력 변환 구조..... | 92 |
| 그림 3-9 VSC-HVDC 형태의 MMC를 이용한 직류/교류/직류 전력 변환 구조.. | 94 |
| 그림 3-10 VSC-HVDC 형태의 MMC와 CSC-HVDC 형태의 MMC를 이용한 직 류/교류/직류 전력 변환 구조..... | 95 |
| 그림 3-11 직류단의 음전위에 공통 접지 전위를 갖는 내부 변압기를 사용하는 직류/직류 전력 변환 회로 [50]. | 96 |
| 그림 3-12 내부 변압기를 사용하는 직류/직류 전력 변환 회로..... | 97 |
| 그림 3-13 저전압측 직류단의 음전위에 공통 접지 전위를 갖는 Topology II의 예..... | 98 |
| 그림 3-14 저전압측 직류단의 음전위에 공통 접지 전위를 갖고 양전위가 고전 압측 양전위보다 작은 Topology II의 예..... | 99 |
| 그림 3-15 저전압측 직류단의 음전위에 공통 접지 전위를 갖고 양전위가 고전 압측 양전위보다 큰 Topology II의 예..... | 99 |
| 그림 3-16 MMC를 직류/교류 컨버터로 사용하는 직류/직류 전력 변환 회로.. | 100 |

| | |
|--|-----|
| 그림 3-17 변압기를 사용하지 않는 직류/직류 전력 변환 회로..... | 102 |
| 그림 3-18 양 직류단의 음전위에 공통 접지 전위가 위치한 Topology III의 예. | 103 |
| 그림 3-19 양 직류단의 양전위에 공통 접지 전위가 위치한 Topology III의 예. | 103 |
| 그림 3-20 2개의 교류/직류 컨버터를 이용한 Topology I 컨버터의 전력 흐름. | 104 |
| 그림 3-21 변압기의 권선비..... | 106 |
| 그림 3-22 정상상태 운전을 위한 각 MMC의 모듈 개수..... | 112 |
| 그림 3-23 Topology I의 1/2차측 Arm 에 흐르는 RMS 전류의 정규화값 (Modulation Index=0.75)..... | 115 |
| 그림 3-24 Topology I에서 모듈의 전류를 기준으로 하는 2차측 직류 전류의 정 규화값 (Modulation Index=0.75). | 116 |
| 그림 3-25 Topology I의 MMCP 제어 구조..... | 117 |
| 그림 3-26 Topology I의 간략한 제어 모델..... | 118 |
| 그림 3-27 Topology I의 MMCS 제어 구조..... | 119 |
| 그림 3-28 Topology I에서 상전류, 직류전류, 캐패시터 전압 (Modulation Index=0.75)..... | 121 |
| 그림 3-29 Topology I에서 상전류, 직류전류, 캐패시터 전압 (Modulation Index=0.85)..... | 122 |
| 그림 3-30 Topology I에서 Upper Arm의 전류 (Modulation Index=0.75)..... | 123 |
| 그림 3-31 Topology I에서 Upper Arm의 전류 (Modulation Index=0.85)..... | 123 |
| 그림 3-32 내부 변압기를 사용하는 Topology II 컨버터의 전력 흐름. | 124 |
| 그림 3-33 내부 변압기의 권선비. | 127 |

| | |
|---|-----|
| 그림 3-34 정상상태 운전을 위한 각 MMC의 모듈 개수..... | 133 |
| 그림 3-35 Topology I과 Topology II에 사용되는 변압기 용량..... | 135 |
| 그림 3-36 Topology II의 MMCBH/L과 MMCL의 Arm 에 흐르는 RMS 전류의 정 규화값(Modulation Index=0.75). | 136 |
| 그림 3-37 2차측 직류단 단락 사고에 대한 Topology II 구조..... | 137 |
| 그림 3-38 2차측 직류단 단락 사고 조건에서 Topology II의 모든 스위치 차단 구조..... | 138 |
| 그림 3-39 1차측 직류단 단락 사고를 대응하기 위한 Bridge MMC 내부의 Full- Bridge 모듈 구조..... | 141 |
| 그림 3-40 직류단 단락 사고를 대응하기 위한 각 MMC의 모듈 개수..... | 143 |
| 그림 3-41 Topology II의 간략한 제어 모델..... | 145 |
| 그림 3-42 Topology II의 MMCBH, MMCBL 제어 구조..... | 147 |
| 그림 3-43 Topology II의 MMCL 제어 구조..... | 149 |
| 그림 3-44 Topology I에서 상전류, 직류전류, 캐패시터 전압 (Modulation Index=0.75). | 150 |
| 그림 3-45 Topology I에서 상전류, 직류전류, 캐패시터 전압 (Modulation Index=0.85). | 151 |
| 그림 3-46 Topology II에서 Upper Arm의 전류 (Modulation Index=0.75)..... | 152 |
| 그림 3-47 Topology II에서 Upper Arm의 전류 (Modulation Index=0.85)..... | 152 |
| 그림 3-48 Topology II에서 MMCBH와 MMCBL의 직류단 전압 지령 제어..... | 153 |
| 그림 3-49 Topology II에서 MMCL 의 직류단 전압 지령 제어..... | 153 |
| 그림 3-50 Topology II에서 1차측 직류단의 10% 전압 변동시 전력 제어. | 155 |
| 그림 3-51 Topology II에서 1차측 직류단의 20% 전압 변동시 전력 제어. | 156 |

| | |
|---|-----|
| 그림 3-52 정상 운전 조건을 고려한 Bridge MMC의 교류 전압의 크기..... | 158 |
| 그림 3-53 직류단 단락 사고에 대응하기 위해 증가한 모듈을 고려한 Bridge MMC의 교류 전압의 크기..... | 160 |
| 그림 3-54 Full-Bridge 모듈을 포함하는 Topology II에서 개선된 제어로 동작했을 경우 MMCBH/L과 MMCL의 Arm 에 흐르는 RMS 전류의 정규화값 (Modulation Index=0.75)..... | 164 |
| 그림 3-55 Full-Bridge 모듈을 포함하는 Topology II에서 모듈 전류에 대해 정규 화된 최대 2차단 직류 전류(Modulation Index=0.75)..... | 164 |
| 그림 3-56 Full-Bridge 모듈을 사용하는 Topology II에서 교류 전류 최소화 기법 을 사용할 경우의 상전류, 직류전류, 캐패시터 전압 (Modulation Index=0.75)..... | 166 |
| 그림 3-57 Full-Bridge 모듈을 사용하는 Topology II에서 교류 전류 최소화 기법 을 사용할 경우의 Upper Arm의 전류 (Modulation Index=0.75)..... | 167 |
| 그림 3-58 Full-Bridge 모듈을 사용하는 Topology II에서 기존의 방법을 사용할 경우의 캐패시터 전압, Arm 출력 전압, Arm 전류 (Modulation Index=0.75). | 168 |
| 그림 3-59 Full-Bridge 모듈을 사용하는 Topology II에서 교류 전류 최소화 기법 을 사용할 경우의 캐패시터 전압, Arm 출력 전압, Arm 전류 (Modulation Index=0.75)..... | 169 |
| 그림 3-60 Half-Bridge 모듈을 직렬 연결한 차단기의 구조..... | 170 |
| 그림 3-61 Half-Bridge 모듈을 이용하여 직류단 단락 사고를 대응하는 구조 ($1 \leq N < 2$)..... | 175 |
| 그림 3-62 Half-Bridge 모듈을 이용하여 직류단 단락 사고를 대응하는 구조 | |

| | |
|--|-----|
| ($2 \leq N$). | 176 |
| 그림 3-63 변압기를 사용하지 않는 HV DC/ DC 컨버터의 전력 흐름. | 178 |
| 그림 3-64 정상상태 운전을 위한 각 TPA의 모듈 개수. | 185 |
| 그림 3-65 Topology III 컨버터에서 Arm 에 흐르는 RMS 전류의 2차측 직류단 전류에 대한 정규화값(Modulation Index=0.75). | 186 |
| 그림 3-66 Topology III에서 모듈 전류에 대해 정규화된 최대 2차단 직류 전류 (Modulation Index=0.75). | 187 |
| 그림 3-67 Topology III의 간략한 제어 모델. | 188 |
| 그림 3-68 Topology III의 양 직류 전류 지령 계산. | 189 |
| 그림 3-69 Topology III에서 TPAUP, TPALP의 제어 구조. | 192 |
| 그림 3-70 Topology III의 내부 전류 흐름. | 193 |
| 그림 3-71 Topology III에서 TPAUM, TPALM의 제어 구조. | 194 |
| 그림 3-72 Topology III에서 MMC로 간주한 TPAUM과 TPAUS. | 196 |
| 그림 3-73 Topology III에서 TPAUS, TPALS의 제어 구조. | 197 |
| 그림 3-74 Topology III에서 각 TPA의 Arm 전류와 직류단 전류. | 198 |
| 그림 3-75 Topology III에서 Arm 캐패시터 전압의 합과 Arm 전압 지령. | 199 |
| 그림 3-76 확대한 Arm 캐패시터 전압의 합과 Arm 전압 지령. | 200 |
| 그림 3-77 각 Topology의 모듈 전류에 대한 2차측 직류단 최대 전류의 정규화 값 (Modulation Index = 0.75). | 201 |
| 그림 3-78 각 Topology의 컨버터 도통 손실 (Modulation Index = 0.75). | 203 |
| 그림 3-79 각 Topology의 변압기를 포함한 컨버터 손실. | 203 |
| 그림 3-80 Topology에 따른 IGBT 소자의 개수 (M=1000). | 204 |
| 그림 3-81 2차측 직류단 전압 340kV / 600MW 컨버터의 연간 전력 비용 저감 | |

| | |
|---|-----|
| [43]. | 205 |
| 그림 3-82 전압 변환율이 1부터 100인 조건에서 Topology I과 II의 손실 비교 | 206 |
| 그림 4-1 양방향 직류/직류 컨버터 제어를 위한 실험 세트 구조. | 208 |
| 그림 4-2 실제 구현된 모듈형 직류/직류 컨버터 전력 제어 실험 세트. | 209 |
| 그림 4-3 MOSFET으로 구현된 Full-Bridge 모듈. | 209 |
| 그림 4-4 실험에서 사용한 축약된 Topology II의 구조. | 211 |
| 그림 4-5 축약된 Topology II가 구현된 실제 컨버터. | 212 |
| 그림 4-6 Start-up 동작 시 MMCH의 평균 전압 제어. | 214 |
| 그림 4-7 Start-up 동작 시 MMCM의 평균 전압 제어. | 215 |
| 그림 4-8 확대한 MMCM의 평균 전압 제어. | 216 |
| 그림 4-9 MMCH의 Leg 간 전압 균형 제어. | 218 |
| 그림 4-10 MMCM의 Leg 간 전압 균형 제어. | 219 |
| 그림 4-11 Upper & Lower Set 간 전압 균형 제어. | 220 |
| 그림 4-12 Leg간 Upper&Lower 전압차 전압 균형 제어. | 221 |
| 그림 4-13 부하 조건에서 MMCH의 U상 Upper Arm과 Lower Arm의 평균 전압. | 222 |
| 그림 4-14 확대한 MMCH의 U상 Upper Arm과 Lower Arm의 평균 전압. | 223 |
| 그림 4-15 1.5kW 부하 조건에서 MMCH의 U상 Upper Arm의 전압합과 지령. | 224 |
| 그림 4-16 1.5kW 부하 조건에서 MMCM의 U상 Upper Arm의 전압합과 지령. | 225 |
| 그림 4-17 1.5kW 부하 조건에서 MMCH의 Upper Arm 전류. | 226 |

| | |
|--|-----|
| 그림 4-18 부하 조건에서 MMCM의 Lower Arm 전류..... | 226 |
| 그림 4-19 실험에서 사용한 축약된 Topology III. | 228 |
| 그림 4-20 축약된 Topology III의 구현..... | 228 |
| 그림 4-21 Topology III의 시동 동작 시 TPAP의 평균 전압 제어..... | 230 |
| 그림 4-22 Topology III의 시동 동작 시 TPAP 내부 Arm의 평균 전압 제어..... | 231 |
| 그림 4-23 Arm 간의 전압 균형 제어의 영향..... | 232 |
| 그림 4-24 Topology III의 시동 동작 시 TPAS 내부 Arm의 평균 전압 제어..... | 233 |
| 그림 4-25 Topology III의 Start-up 동작 시 TPAM 내부 Arm의 평균 전압 제어. | 233 |
| 그림 4-26 Topology III의 Arm 간의 전압 균형 제어의 영향..... | 234 |
| 그림 4-27 TPA간의 균형 제어가 전체 에너지와 각 TPA 에너지에 미치는 영향. | 235 |
| 그림 4-28 1.5kW 부하 전달 조건에서 TPA 균형 제어..... | 237 |
| 그림 4-29 1.5kW 부하 전달 조건에서 각 TPA의 U1 모듈 전압..... | 237 |
| 그림 4-30 1.5kW 부하 전달 조건에서 각 TPA의 U1 모듈 전압..... | 238 |
| 그림 4-31 1.5kW 부하 조건에서 TPAP, TPAS, TPAM의 U상 Arm의 전압 합, U Arm의 전압 지령..... | 239 |
| 그림 4-32 1.5kW 부하 전달 조건에서 TPAP의 d-/q-축 전류 지령과 실제 전류. | 240 |
| 그림 4-33 1.5kW 부하 전달 조건에서 TPAS의 d-/q-축 전류 지령과 실제 전류. | 240 |
| 그림 4-34 1.5kW 부하 전달 조건에서 TPAP의 U/V/W Arm 전류..... | 241 |
| 그림 4-35 1.5kW 부하 전달 조건에서 TPAS의 U/V/W Arm 전류..... | 241 |

| | |
|--|-----|
| 그림 4-36 1.5kW 부하 전달 조건에서 TPAM의 U/V/W Arm 전류..... | 242 |
|--|-----|

표 목차

| | |
|--|-----|
| 표 1.1. 송전 시스템에 적용 가능한 직류/직류 컨버터..... | 12 |
| 표 2.1. 유연 송전 시스템 제어기의 종류 [16]..... | 19 |
| 표 2.2. 교류 송전 시스템과 직류 송전 시스템의 구성 요소 비교..... | 30 |
| 표 3.1. 직류/직류 전력 변환 장치의 분류[1]..... | 79 |
| 표 3.2. MMC를 이용한 직류/교류/직류 컨버터의 제정수..... | 120 |
| 표 3.3. 송전 시스템에 사용되는 변압기의 손실..... | 202 |
| 표 4.1. Topology II 제어 시스템의 제정수..... | 210 |
| 표 4.2. Topology III 제어 시스템의 제정수..... | 227 |

제 1 장 서론

1.1. 연구의 배경

1.1.1. 교류 송전 시스템의 발전과 한계

전기는 인류에게 필요한 에너지를 가장 효과적으로 전달할 수 있는 수단이다[1]. 화석 연료 등을 원료로 하는 대규모 발전소에서 만들어진 대용량의 에너지를 대도시나 산업 단지와 같이 부하가 밀집된 지역까지 장거리 전달할 수 있는 가장 효율적인 에너지 매개체이며, 전달된 대용량의 에너지를 수많은 수 사용자까지 쉽고 효과적으로 배분할 수 있는 방법이다.

대용량의 전기 에너지를 어떤 방식으로 장거리 전송 할 것인가는 전기가 처음 사용되기 시작할 때부터 중요한 이슈였다. 1880년경, 니콜라스 테슬라(Nicola Tesla)의 특허를 보유한 웨스팅하우스社(Westinghouse Electric Company)와 토마스 에디슨(Thomas Edison)이 경영했던 제너럴 일렉트릭社(General Electric) 간의 “전류의 전쟁(War of Currents)”은 전력 전송의 시작이자 향후 100여년간의 전력 기술 발전 방향을 결정하는 중요한 사건이었다. 결국, 나이아가라 폭포로부터 미국 버팔로까지의 전력 전송망이 교류 시스템으로 선택됨으로써 교류 전력 전송 시스템의 승리로 끝났다. 그 이후 지금까지 전 세계의 전력 전송 시스템의 표준은 교류 전력 전송 시스템으로 발전해 왔으며, 현재 대부분의 전력 송전 시스템과 전력 배전 시스템은 교류 시스템으로 구성되어 있다[2]. 초기 제너럴 일렉트릭사의 직류 전동기의 보급과 110V를 사용하는 직류 시스템의 구축으로 가스를 통해 공급되던 에너지를 전기를 통해 공급하는 새로운

사업 모델이 탄생했었다. 하지만 낮은 전압으로 큰 전류를 전달해야 하는 배전 시스템의 구조는 대용량의 전력을 장거리로 전달하는 과정에서 큰 손실을 유발하였다. 장거리 전력 전송을 위해서는 고전압 송전이 필요한데, 그 당시의 기술 수준으로 직류 전압을 승압하기 위해서는 Rotary converter와 같은 전동기-발전기 형태의 기계식 변환 장치가 필요했다. 반면 교류 전압은 코어에 권선을 감아서 만드는 변압기를 통해 전압 가변이 쉽다는 장점을 가지고 있었다. 뿐만 아니라, 유도 전동기의 발명은 유도 전동기 자체가 가지는 장점으로 인해 직류 전동기를 대신할 전동기로 산업계에서 폭넓게 활용되면서 교류 시스템의 대중화를 가속화했다.

그 이후, 전력 시스템은 급속도로 발전하여 2009년 기준 전 세계 전기 에너지 생산량은 20,052TWh에 이른다[3]. 전기 에너지 중 67%는 석탄, 석유, 천연가스 등의 화석 원료를 사용하는 발전소에서 생산되며, 나머지는 원자력, 수력 발전소 등에서 생산되고, 수 % 미만의 전력이 태양광, 풍력발전 등에 의해 발생된다. 국가별로는 미국이 전체 전기 에너지 생산량의 20%, 중국 18%, EU 연합 16%, 일본 5%, 러시아 연방 4.5% 순이며, 전 세계 전기 생산량의 50%를 OECD 국가에서 생산 및 소비하고 있다. 대부분의 전기 에너지는 대규모 발전소에서 생산되며, 송전 시스템(Transmission system)을 통해 부하단까지 전달된다. 송전 시스템으로부터 전달된 대용량 전기 에너지는 배전 시스템(Distribution system)을 통해 각 부하 단말로 배분된다.

전 세계의 송전 및 배전 시스템은 교류 시스템으로 구성되어 있다. 대용량 장거리 전송을 위해 송전 시스템에서는 고전압으로 에너지를 전달한다. 우리나라의 경우, 765kV, 345kV, 154kV 세 가지 교류 전압을 주 송전 전압으로 사용

하고 있으며, 전체 변전용량은 264GW이다 [4]. 송전 선로의 총 길이는 31,249km에 이르며, 749개의 변전소를 통해 전기 에너지가 발전소에서 배전 시스템으로 전달된다.

이러한 대규모의 교류 송전 시스템은 교류 변압기를 통해 전압 가변이 용이하다는 장점으로 발달해 왔지만, 부하의 밀집화로 인해 부하가 대용량화 되어 가고, 발전소와 수용가의 거리가 멀어지면서 다음과 같은 문제에 직면하고 있다.

- (1) 도시화에 따른 부하 집중화로 장거리 대용량 전력 전송의 필요성
- (2) 기존 교류 전력 송전 선로의 용량 포화
- (3) 풍력, 태양광 등과 같이 가변하는 신재생 에너지의 송전 시스템 수용 요구

전 세계의 전력 부하는 도시화 현상으로 인해 집중화되는 경향을 갖는다. 반면, 현 발전 시스템의 대부분을 차지하고 있는 화석 원료를 이용하는 발전소 및 원자력 발전소는 안정성과 원료 확보의 편리성을 위하여 전력 부하 집중 지역에서 멀리 떨어진 곳에 위치할 수 밖에 없다. 따라서, 장거리 대용량 전력 전송의 필요성은 더욱 증가하고 있다. 일반적으로 사용하는 교류 송전 시스템의 가공 선로는 무효 전력의 발생으로 효율적인 전력 전달 거리가 수백 km로 제한될 뿐만 아니라, 인체에 대한 유해성 논란과 전력 선로 설치 과정에서 발생하는 환경 피해 등으로 인해 추가 설치에 사회적 제약이 크다.

또, 이미 설치되어 있는 교류 전력 전송선의 용량도 포화되고 있는 실정이다. 우리나라의 경우 345kV의 송전 용량이 최대치에 다가감에 따라 765kV 송

전 시스템을 구축하고 있지만, 위에서 언급한 가공 선로 설치의 제약이라는 문제를 가지고 있다. 따라서, 기존 345kV 송전 선로를 승압하여 용량을 증대하려는 시도가 있으며, 실제 외국에서도 여러 사례가 보고되고 있다 [5]. 또 다른 방법으로 유연 송전 시스템(Flexible AC Transmission System: FACTS)의 도입으로 기존 교류 송전 시스템의 전력 용량을 최대로 사용하고자 하는 시도도 활발하다.

뿐만 아니라, 풍력 에너지와 태양광 에너지와 같은 신재생 에너지를 이용한 발전 용량이 꾸준히 증가하고, 풍력 발전 단지(Windfarms)와 태양광 발전 단지 등의 대용량 발전 단지가 건설됨에 따라 송전 시스템에 신재생 에너지에서 발전된 전력을 수용해야 하는 필요성이 대두되고 있다. 대표적인 신재생 에너지 원인 풍력 발전 단지나 태양광 발전 단지 모두 발전 단지의 각 발전기 혹은 태양광 모듈로부터 전력을 모아야 한다. 일반적인 방법은 교류 배전 시스템을 발전 단지에 구축하여 전력을 모으는 것이다. 이 경우, 발전 단지의 배전 시스템은 변압기를 통해 전압을 승압하여 송전 시스템과 연결될 수 있다. 하지만, 송전 시스템에 연결된 신재생 에너지 발전 단지가 동기화된 교류 송전 시스템에 안정적으로 전력력을 공급하기 위해서는 많은 연구가 필요하다. 단순히 변압기로 발전 단지와 송전 시스템을 연결하는 것은 사고 상황에서 발전 단지의 대응 방안에 대한 제약이 발생해, 컨버터를 통한 발전 단지와 송전 계통의 연결 방안이 제안되고 있다. 하지만, 이러한 여러 단계의 전력 변환은 많은 손실을 발생시킨다는 문제를 가지고 있다.

교류 송전 시스템의 한계를 극복하기 위해 꾸준히 제안되어 온 것이 직류 송전 시스템이다. 전기 에너지가 인류의 에너지 전달 수단으로 사용되기 시작

한 1900년대 초기에는 불가능하거나 비효율적이었기 때문에 교류 송전 시스템에 자리를 내주었던 직류 송전 시스템은 전력 전자 기술 및 전력용 반도체 스위칭 소자의 발달로 효과적인 직류 변압이 가능해지면서 그 사용 가능성이 증대되고 있다. 대용량 장거리 전력 전송에서 교류 송전 시스템보다 효율과 비용 면에서 우수하다는 장점 때문에 초기 직류 송전 시스템은 특정된 두 지점 간에서의 대용량 전력 전송에 사용되었다. 또, 교류 송전 시스템과 달리 직류 송전 시스템은 가공 선로 대신 지중 혹은 해저 케이블을 이용하여 장거리 대용량 송전이 가능하므로 전송 선로 설치에 있어서 환경에 따른 제약이 대폭 줄어들고, 또 교류 송전 시스템에 비하여 전력 조류(Power Flow)의 제약이 덜하다는 점에서 직류 송전 시스템의 도입이 활발하게 이루어지고 있다.

1.1.2. 직류 송전 시스템의 현황과 새로운 적용

직류 송전 시스템은 앞에서 언급한 것처럼 지점간 장거리 대용량 전력 전송에 1950년대 이래 꾸준히 사용되어 왔다. 화석 에너지가 가지고 있는 환경 오염과 보유 용량의 한계로 신재생 에너지가 각광을 받으면서, 직류 전력 전달 시스템은 신재생 에너지를 모으는 부분에서 먼저 활발히 연구 및 적용되고 있다. 풍력 발전기가 수백기에서 수천기까지 모여있는 풍력 발전 단지(Windfarm)에서 각 발전기로부터 전력을 모아 송전 계통에 연결하는데 있어서 중전압 직류단 전압(Medium DC Voltage)이 여러 가지 측면에서 효과적이라는 연구 결과가 발표되는 등, 신재생 에너지의 배전 시스템에서 직류 전력 전달 시스템의 적용이 진행되고 있다[6-8]. 뿐만 아니라, 데이터 센터와 같은 특정한 부하 단에서 전력을 직류 시스템(DG Grid)를 통해 전달하는 연구 역시 활발하다. 데이

터 센터뿐만 아니라 신재생 발전을 포함하고 있는 직류 빌딩(DC Building)등에 대한 연구는 전 세계적으로 활발하며, 실증 단지 등을 통해 그 효율성을 증명하려는 확인하는 시도도 여러 학교나 기업을 통해 진행되고 있다.

그러나, 배전 분야에서 실제로 진행되고 있는 직류 전력 전달 시스템을 송전 시스템에 적용하는 것은 직류 전압 변환의 기술적인 제약 때문에 특정한 경우에만 적용되어 왔다. 기존 교류 송전 시스템에 사용할 수 있는 교류/직류 컨버터로는 싸이리스터(Thyristor)를 직렬로 연결하고, 교류 전원의 주파수로 스위칭하는 Line-Commutation-Converter(LCC-HVDC)가 대표적이다. 특히 LCC-HVDC는 전 세계에서 운용중인 지점간 대용량 장거리 전력 전송 시스템의 대부분에 적용되고 있다. LCC-HVDC는 전류형 컨버터의 한 형태로, 컨버터의 도통 손실 및 스위칭 손실이 매우 작다는 장점이 있지만, 교류 전류의 고조파를 저감하기 위하여 교류단과 연결되는 부분에 큰 필터가 필요하고, 강력한(Stiff) 교류 전압원이 필요하다. 전류형 컨버터이면서 전류 방향이 고정되어 있기 때문에, 직류단의 전력 흐름의 방향을 바꾸기 위해서는 직류단 전압의 극성을 바꾸어야 한다는 제한점이 존재한다. 반면, 2-level 혹은 3-level 전압형 컨버터는 교류 전압원 없이 동작이 가능하며, 직류단 전류의 방향을 제어함으로써 직류단의 전력 흐름을 쉽게 제어할 수 있다는 장점을 갖는다. 따라서, 여러 개의 직류단 터미널을 하나의 직류단에 묶을 수 있는 멀티터미널 직류 송전 시스템(Multi-Terminal DC Transmission System: MTDC)의 구현이 가능하다. 하지만, 컨버터의 스위칭 손실이 크며, Insulated Gate Bipolar Transistor(IGBT)와 같은 전압형 소자의 직렬 스위칭 기술이 필요하다. 따라서, 전압형 2-level 혹은 3-level 컨버터는 해상 석유 시추 플랫폼과 같이 제한된 공간에서 케이블로 수MW 정

도의 전력을 전달하는 경우에 한하여 제한적으로 적용되어 왔다.

모듈형 멀티레벨 컨버터(Modular Multilevel Converter, MMC)의 발명은 송전 계통 전압에 적용할 수 있는 대용량 교류/직류 컨버터의 구현을 가능하게 하였다 [9]. MMC는 전압형 컨버터의 한 형태로, 교류 전압과 직류 전압을 연결할 수 있는 일종의 교류/직류 컨버터이다. MMC는 IGBT와 같은 반도체 스위칭 소자와 캐패시터로 구현된, Half-Bridge 컨버터 혹은 Full-Bridge 컨버터와 같은 간단한 컨버터 모듈을 쌓아 전체 컨버터를 구성하는 구조이기 때문에, 송전 시스템과 같은 고전압에 적용할 수 있다. 뿐만 아니라, 기존 2-level 혹은 3-level 전압형 컨버터에 비하여 스위칭 손실이 낮고, 교류 회로측의 필터가 거의 필요하지 않다는 장점을 갖고 있다. 따라서, 기존 싸이리스터를 이용한 LCC-HVDC의 전력 전송 효율에 가까우면서, 입력 필터를 제거하고, 직류단 전력 제어에 자유로운 MMC를 송전 시스템에 적용하여 기존 교류 송전 시스템이 가지고 있는 문제점과 제약을 극복하려는 연구가 활발히 진행되고 있다.

1.1.3. 멀티터미널 직류 송전 시스템

이미 1990년대부터 대용량 장거리 전력 전송의 필요성, 송전 시스템에서 케이블을 이용한 지중 선로의 필연성, 기존 교류 송전 시스템의 포화 등의 이유로 직류 전력 전송에 대한 필요성이 대두되어 왔다. 따라서, 이미 적용되고 있는 지점간 직류 전력 전송뿐만 아니라 멀티터미널 직류 송전 시스템을 구축하여 기존 교류 송전 시스템의 기능을 대체하려는 노력이 구체화되고 있다. 유럽의 경우, EU를 통해 하나의 공동체로 묶인 유럽 각 국가의 전력망을 제어 가능한 송전 시스템으로 연결하여 유럽 전체의 전력 사용을 효과적으로 운영

하려는 목표와, 북아프리카 및 서아시아의 풍부한 태양광 에너지 자원 및 북해의 해상 풍력 자원 등을 묶어 전 유럽이 공유하고자 하는 방안이 제안되고 있다. 이러한 구상은, 국가간 대규모 전력 송전망을 구축하고 동시에 기존 교류 송전 시스템을 적절히 운영해야 한다. 이를 통해 국가 기간망에 속하는 전력 송전 시스템을 점진적으로 개선할 수도 있다.

이러한 멀티터미널 직류 송전 시스템을 구현하기 위해서는 많은 연구가 필요하다. 여러 대의 컨버터가 연결된 직류단 내부에서 각 터미널 간의 전력을 효과적으로 제어하는 방법, 교류 송전 시스템에서의 변압기 역할을 해야 하는 직류 변압기 및 시스템 보호에 가장 중요한 직류 차단기 등 멀티터미널 직류 송전 시스템에 필요한 요소들이 연구되고 검증되어야 할 중요한 주제들이다.

멀티터미널 직류 송전 시스템에서 전력 제어를 위한 알고리즘은 기존 교류 시스템에서 사용하는 드롭(Droop) 제어를 변형한 여러 가지 방법들이 발표되어 왔다[10-13]. 전력 흐름을 분석하는 기법들도 기존 교류 시스템에서 사용하는 방법을 변형하여 시도하고 있다.

송전 시스템에 적용할 수 있는 대용량 고전압 컨버터에 대한 연구도 진행되고 있다. 특히, MMC의 등장 및 미국 Trans Bay 프로젝트의 성공으로 전력 전자 기술을 통한 컨버터의 구현 및 제어가 송전 계통의 고전압 시스템에서도 가능하다는 것이 증명된 이후, 송전 계통을 위한 고전압 컨버터의 연구는 전 세계 연구기관 및 기업에서 이루어지고 있다. MMC와 같은 교류/직류 컨버터에서 직류 송전 시스템을 구성하기 위한 컨버터의 전력 제어, 효율적인 컨버터 구조 및 설계, 직류단 단락 사고시 대응 전략 등 다양한 연구가 활발히 진행되고 있다.

하지만, 대부분의 연구는 아직 지점간 직류 전력 전송에 집중되어 있다. 컨버터의 구조에 관한 연구는 교류/직류 변환을 위한 컨버터에 집중되어 있으며, 직류단 사고에 대한 대응 전략 역시 교류/직류 컨버터의 대응 전략으로 해결하려는 노력이 많다. 직류 송전 시스템이 확대되고, 지역간 국가간 연계가 활성화되면 MTDC 시스템은 대규모 전력을 전송하는데 반드시 필요한 송전 시스템으로 사용될 것이다. MTDC 시스템 구축에 필수적인 구성 요소는 교류/직류 컨버터뿐만 아니라, 직류단 단락 사고에 대해서 전체 MTDC 시스템을 보호할 수 있는 직류 차단기와 서로 다른 직류단의 연결을 위해 필요한 직류/직류 컨버터가 반드시 필요하다.

직류 차단기의 경우, 중전압(Medium Voltage)과 저전압(Low Voltage) 시스템에서 이미 상용화되어 사용중이지만, 송전 시스템의 고전압에서 사용할 수 있는 직류 차단기는 아직 상용화되지 못하고 있다. 가장 큰 이유는, 직류 송전 시스템은 교류 송전 시스템과 달리 자연적으로 영전류가 발생하지 않기 때문에 기존 기계식 차단기로는 차단 동작시 발생하는 아크의 소호가 어렵기 때문이다. 그러나 ABB와 Alstom 등 일부 기업에서 송전 시스템에 사용할 수 있는 직류 차단기에 대한 연구 개발이 활발하며, 일부 시험용 직류 차단기를 제작하여 결과를 발표하기도 하였다 [14].

반면, 송전 시스템에 사용할 수 있는 직류/직류 컨버터는 아직 적용사례가 없을 뿐만 아니라, 관련된 연구도 초기 단계이다. 직관적으로 교류/직류 컨버터 2개를 서로 맞물려 직류/교류/직류 형태로 연결하여 사용할 수 있지만, 전달되는 전력이 2개의 교류/직류 컨버터의 손실을 발생시키기 때문에 효율 측면에서 개선이 필요하다.

1.2 연구의 목적

위에서 언급한 것과 같이, 멀티터미널 직류 전력 송전 시스템의 구현을 위하여 직류 송전 시스템 안에서의 전력 제어 방법과 시스템에 필요한 컨버터 구조에 대한 연구가 활발히 진행되어 왔다. 지금까지 구현되었거나 계획되어 있는 직류 전력 전송 시스템은 지점간 전력 전송이었기 때문에, 대부분의 연구는 교류/직류 컨버터의 구조 및 제어 방법에 대한 연구와 한 개의 직류단 존재하는 직류 전력 전송 시스템에서 직류단 단락 사고 발생 시 양단에 연결되어 있는 교류/직류 컨버터의 대응 전략 및 회로에 대한 연구가 주된 주제였다. 하지만, 멀티터미널 직류 송전 시스템의 시험 모델이 이미 구축되고 있으며, 유럽은 대용량 직류단 전력 전송 시스템을 구축하려는 계획을 이미 진행 중에 있다. 멀티터미널 직류 송전 시스템의 구축을 위해서는 멀티터미널간의 직류 전력 전송 제어 방법뿐만 아니라 기존 교류 송전 시스템과의 안정적인 전력 제어 방법에 대한 연구가 필요하다. 그리고 멀티터미널 직류 송전 시스템에 필요한 컨버터 및 직류 차단기의 구조에 대한 연구 역시 매우 중요하다. 지점간 전력 전송 시스템에 쓰여왔던 교류/직류 컨버터는 멀티터미널 직류 송전 시스템에 적용될 수 있지만, 서로 다른 직류단을 연결하는 직류/직류 컨버터에 대한 연구는 매우 미미하다.

본 논문에서는 직류 송전 시스템을 구성하기 위해 필요한 고전압 직류/직류 전력 변환 회로를 연구하고, 손실과 비용을 줄일 수 있는 새로운 회로를 제안한다. 일반적으로 멀티터미널 직류 송전 시스템이라 하면 교류 송전 시스템과 연결된 복수의 직류단 터미널이 하나의 직류 송전 시스템에 존재하는 것을 의미하는데, 하나의 직류 송전 시스템은 서로 다른 직류단 전압을 갖는 직류단

이 연결되어 구성될 수 있다. 본 논문에서는 특히, 서로 다른 직류단 전압을 갖는 직류 송전 선로가 연결되어 멀티터미널 직류 송전 시스템을 구축할 때, 두 직류단을 연결하는 직류/직류 컨버터를 제안한다.

송전 시스템에 적용하는 직류/직류 컨버터는 다음 두 가지 역할을 수행할 수 있어야 한다.

- (1) 정상 조건에서 서로 다른 2개의 직류단의 전력을 전달해야 한다.
- (2) 직류단의 단락 사고시, 직류/직류 컨버터와 정상 직류단을 사고 직류단으로부터 분리해야 한다.

송전 시스템에 구현 가능한 직류/직류 컨버터는 직관적으로 교류/직류 컨버터 2개를 서로 맞물려 직류/교류/직류 형태로 사용하는 것이다. 송전 계통에 적용되는 교류/직류 컨버터는 몇 가지 형태로 구현되어 실제 적용되고 있기 때문에 충분히 실현 가능한 구조이다. 기존 2-level 혹은 3-level 교류/직류 컨버터에 비하여 효율이 높고 대용량의 전력 전달이 가능한 MMC는 대표적인 송전 시스템의 교류/직류 컨버터이다. 따라서 본 논문에서는 MMC를 이용한 직류/교류/직류 컨버터의 구조와 제어 방법에 대해서 분석한다. 직류/교류/직류 컨버터는 양 직류단을 교류 회로인 변압기로 연결하기 때문에, 직류단 단락 사고시 변압기로 양 직류단을 전기적으로 절연할 수 있다.

하지만, 2개의 교류/직류 컨버터를 연결한 직류/교류/직류 컨버터의 구조는 결과적으로 전달되는 전력이 2개의 교류/직류 컨버터와 1개의 변압기를 통과하기 때문에, 전달 손실이 크다. 본 논문에서는 직류/직류 전력 변환의 손실을 개선하기 위한 2개의 모듈형 직류/직류 전력 변환 회로를 제안한다. 제안된 2

개의 직류/직류 컨버터는 양 직류단을 연결하는 변압기를 사용하지 않고 양 직류단을 직접 연결하는 구조이며, 고전압 송전 시스템에 적용하기 위해 모듈형 컨버터의 형태를 갖는다. 각 직류/직류 컨버터의 특징은 표 1.1에 기술된 바와 같다.

표 1.1. 송전 시스템에 적용 가능한 직류/직류 컨버터.

| Topology I | Topology II | Topology III |
|--|---|---|
| 직류/교류/직류 컨버터 DC/AC/DC Converter | 내부 변압기를 사용하는 직류/직류 컨버터 Inner-Transformer DC/DC Converter | 변압기를 사용하지 않는 직류/직류 컨버터 Transformerless DC/DC Converter |
| 양 직류단 사이에 변압기 사용 (Full Capacity) | 컨버터 내부에 변압기 사용 (Partial Capacity) | 변압기 없음 |
| 변압기를 사용하여 양 직류단 분리 | 반도체 스위치 소자를 통한 양 직류단 분리 | |
| 변압기를 통한 전기적 절연 | 부가적인 기계식 스위치를 통한 전기적 절연 | |

Topology I은 앞서 설명한 교류/직류 컨버터 2개를 서로 맞물려 직류/교류/직류 형태로 구현한 구조이다. 대용량 송전 시스템에 적용하기에 가장 적합하다

고 알려진 MMC 구조의 컨버터를 교류/직류 컨버터로 사용한다. 2개의 컨버터는 변압기로 구현된 교류 회로를 통해 연결된다. Topology II는 2개의 직류단이 컨버터를 통해 직접 연결되는 구조이다. 따라서 전달하는 직류 전력이 변압기를 직접 통과하지 않는다. 하지만, 컨버터 내부에서 전력 분배를 해야 하는데, 이를 위해서 변압기가 사용된다. 사용되는 변압기의 용량은 양 직류단에서 전달되는 전력의 일부분이다. Topology III는 Topology II와 마찬가지로 양 직류단이 컨버터를 통해 직접 연결된다. 이 구조에서도 컨버터 내부 캐패시터에 저장된 에너지의 균형을 제어해야 하는데, 이를 위해서 Topology III는 내부 전력을 순환시킨다. Topology III는 변압기를 사용하지 않기 위해서 컨버터 내부 구조 자체가 전력을 순환시킬 수 있도록 제안되었다.

본 논문은 현재 구현 가능하고, 선행 연구로 발표되어 온 직류/교류/직류 변압기인 Topology I을 기준으로 손실과 비용 측면에서 개선된 Topology II 및 Topology III의 특성을 비교/분석한다. 컨버터에서 발생한 전력 손실은 우리나라 연간 전력 생산량과 생산 단가를 기준으로 전력 생산 비용 절감 효과를 분석하였다. Topology II와 Topology III는 Topology I과 마찬가지로 대용량 송전 시스템에 적용하기 위해서 모듈형 구조로 제안되었다. 제안된 구조는 양 직류단의 전력을 실시간으로 전달할 수 있는 성능을 가지고 있을 뿐만 아니라, 직류단 단락 사고가 발생했을 때에, 직류단의 전류를 차단하는 기능을 갖도록 설계되었다. 각 Topology의 전력 제어 방법 및 내부 전력 균형 제어 방법을 제안하고, 제안된 방법을 컴퓨터 모의 실험 및 축소 모델로 구현된 실험으로 전력 제어 방법을 검증한다.

1.3 논문의 구성

본 논문은 다음과 같이 구성된다.

1장은 서론으로, 연구 배경과 목적, 그리고 논문의 구성에 대해 서술한다.

2장에서는 직류 송전 시스템에 대해서 전반적으로 살펴본다. 기존 사용되고 있는 교류 송전 시스템의 구조 및 특성에 대해 살펴 보고, 교류 송전 시스템의 운용 현황으로부터 향후 개발되어야 할 직류 송전 시스템의 구조 및 구성 요소 등을 도출한다. 직류 송전 시스템이 전력 전달 수단으로 널리 활용되기 위해서 연구되어야 할 과제를 제시한다.

3장에서는 직류 송전 계통에 적용할 수 있는 모듈형 고전압 직류/직류 컨버터의 구조를 제안한다. 모듈형 고전압 직류/직류 컨버터로 일반적으로 알려진 직류/교류/직류 구조의 컨버터의 동작 원리와 제어 방법 및 손실 등을 설명한다. 고전압 직류/직류 컨버터의 효율과 비용을 개선하기 위하여 내부 변압기를 사용하는 직류/직류 컨버터와 변압기를 사용하지 않는 직류/직류 컨버터 회로를 제안한다. 각 컨버터의 구조 및 동작 원리를 살펴보고, 운전 효율과 비용 측면에서 장/단점을 비교 분석한다. 그리고 각 컨버터 구조에서의 직류단 단락 사고에 대한 대응 방안을 제시한다. 각 컨버터 구조에 대한 동작 및 제어 방법을 컴퓨터 모의 실험을 통해 검증한다.

4장에서는 제안된 고전압 직류/직류 컨버터의 동작을 실험으로 검증한다. 제안된 내부 변압기를 사용하는 직류/직류 컨버터와 변압기를 사용하지 않는 직류/직류 컨버터를 축소된 시스템으로 구현하고, 각 컨버터의 제안된 제어 알고리즘을 실험을 통해 검증한다.

마지막으로 5장에서는 결론 및 향후 과제에 대해서 기술한다.

제 2 장 직류 송전 시스템

2.1. 교류 송전 시스템과 직류 송전 시스템

2.1.1. 교류 송전 시스템

교류 송전 시스템은 지난 100여년이 넘는 시간 동안 전 세계의 전력 공급을 가능하게 했던 기반 시스템이다. 발전기에서 생성된 전력을 멀리 떨어진 부하까지 전달하는 역할을 교류 송전 시스템이 담당하고 있다. 송전 시스템의 전압은 전송할 전력의 양과 전송 거리 등의 조건에 따라 결정된다. 전송 거리가 길수록 송전 선로에 의한 손실이 커지기 때문에, 전류를 낮추기 위해 높은 전압으로 전력을 전달한다. 일반적인 발전소의 3상 발전기에서 생산되는 전력은 10-30kV의 전압을 가지고 있다. 이것을 승압 변압기를 통해 송전에 적합한 전압으로 승압하여 송전 시스템에 전달한다. 우리나라의 경우, 그림 2-1과 같이 선간 전압 실효치로 154kV, 345kV, 765kV의 전압을 사용하여 전국의 발전소에서 발전된 전력을 송전하고 있다. 송전 전압은 부하단의 변전소까지 연결되며, 우리나라의 경우 부하단의 변전소에서 22.9kV로 전압을 낮추어 배전한다. 대형 빌딩이나 공장의 경우에는 일부 154kV 송전 전압을 그대로 받는 경우도 있다. 우리나라의 일반적인 배전 전압인 22.9kV는 수용가 근처의 주상변압기 혹은 각 빌딩의 변압기를 통해 3상 380V 혹은 단상 220V로 강압되어 부하에 공급된다[15].

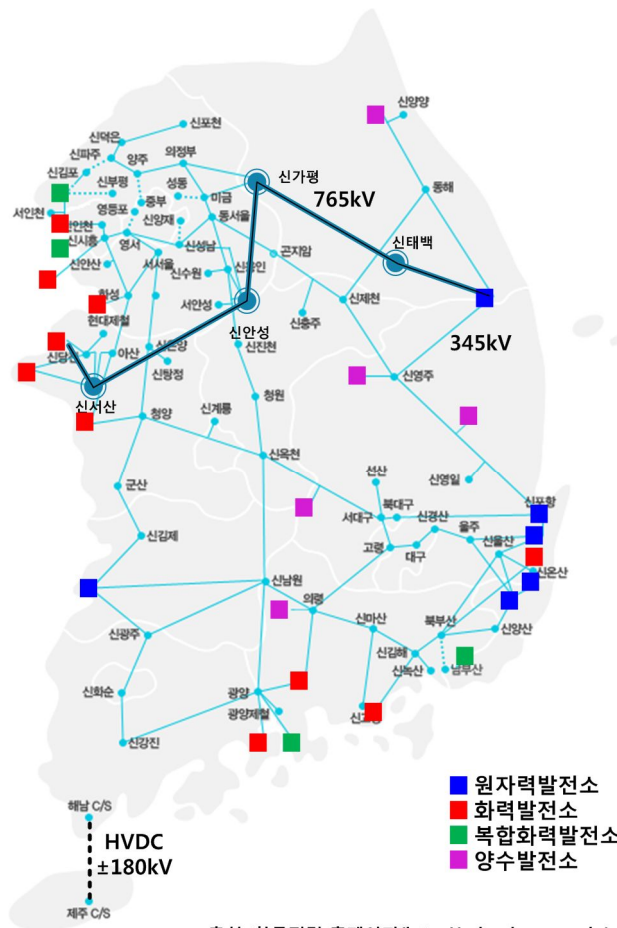


그림 2-1 대한민국의 765kV, 345kV 송전 계통도[4].

교류 송전 시스템에서 전달되는 전력은 송전 선로와 변전소를 통해 흐른다. 송전 선로는 철탑을 세우고, 철탑을 통해 전력선을 건설하는 가공 송전 선로와 지하 또는 해저 전력선을 매립하는 지중/해저 송전 선로로 나뉜다. 대부분의 송전 선로는 가공 송전 선로로 구축되어 있으며, 우리나라의 경우 2011년 기준으로 31,249km의 송전 선로가 건설되어 있고, 이 중 지중 송전 선로는 약

10% 정도인 3,131km이다[4]. 지중 송전 선로는 도시 환경이나 기후의 영향이 거의 없고 동일한 경로에 많은 전력선을 설치할 수 있다는 장점이 있다. 하지만, 지중에 건설되기 때문에 열에 취약해 송전 용량의 제약이 크고 송전 용량 당 건설비가 많으며, 고장 발생 시 고장점 탐지 및 복구가 어렵다는 단점이 있다[15].

변전소에는 전압의 가변 및 전력 전달을 위해 변압기, 차단기(Circuit Breaker), 단로기(Disconnect Switch), 피뢰기(Lightning Arrester), 조상설비(Phase Modifying Equipment), 계전기 및 배전반 등 다양한 설비가 설치되어 있다. 이 중, 전력 전달 및 시스템 보호에 직접적인 역할을 하는 설비는 변압기와 차단기 그리고 조상설비이다.

변압기는 교류 전원의 전압 크기를 가변하는 설비로, 교류 변압기는 철심에 권선을 감아서 철심에 발생하는 자속(Magnetic Flux)으로 전력을 전달한다. 자속으로 전력이 전달되기 때문에, 변압기의 1차측 회로와 2차측 회로가 직접 연결되지 않으므로, 전기적 절연이 이루어진다. 일반적으로 변압기에는 무부하 조건에서도 여자전류가 흐르기 때문에 무부하 손실이 존재한다. 송전 시스템에 사용하는 전력 변압기는 무부하 손실은 정격 전력의 0.1% 이하이며, 정격 부하 손실은 정격 전력의 0.5% 이하로 알려져 있다.

차단기는 송전 시스템을 통해 안정적인 전력을 공급하는데 있어서 가장 중요한 설비이다. 차단기는 송전 시스템의 보호계전장치로부터 사고와 관련된 신호를 받아 차단기와 연결된 송전 선로 혹은 변전소의 선로를 서로 분리하는 역할을 한다.

조상설비는 송전 시스템에 흐르는 무효 전력을 제어하는 설비라고 정의할

수 있다. 무효 전력의 수급과 공급의 불균형은 송전 계통의 국지적인 전압 변동을 유발한다. 무효 전력은 계통에서 소멸되지 않고 송전 시스템을 따라 이동하며, 무효 전력의 흐름은 송전 계통의 손실을 증가시킬 뿐만 아니라, 송전 전력선의 유효 전력 송전 용량을 제한하게 된다. 무효 전력을 제어하는 방법은 수동적인 방법과 능동적인 방법으로 나뉠 수 있다. 수동적인 방법은, 무효 전력을 공급해야 하는 위치, 즉 부하단이나 송전단에 적절한 인덕턴스나 캐패시턴스를 추가하는 것이다. 그리고 동기전동기를 임의로 구동하여 무효 전력을 공급하거나 수급할 수도 있으나, 동기전동기를 구동하는데 필요한 비용이 소요되어 거의 사용되지는 않는다. 이러한 수동적인 방법은 조상설비의 탭을 조절하거나 캐패시터 뱅크를 송전 시스템에 투입하거나 제거하는 방법으로 구현되기 때문에 연속적인 제어가 불가능하고, 그 반응 속도가 느리다.

능동적인 방법은 전력 전자 기술을 기반으로 하는 컨버터 기술을 통해 송전 시스템의 무효 전력을 능동적으로 제어하는 방법으로 유연 송전 시스템(Flexible AC Transmission System: FACTS)이라고 부른다. 송전 선로의 병목(Bottle neck) 현상, 선로 부하율의 불균형, 전력 조류로 인한 송전 계통 이용의 비효율성 등을 해결하기 위한 기본적인 방법은 추가로 송전 선로를 건설하는 것이다. 그러나 송전 선로의 추가적인 건설은 환경 문제나 비용의 문제 및 규제 등으로 간단한 문제가 아니다. 뿐만 아니라, 기존 건설된 송전 선로의 용량이 충분함에도 그 송전 시스템의 전력 제어 한계로 발생하는 송전 전력 제한을 선로를 추가함으로 해결하는 것은 적절하지 못하다. 유연 송전 시스템은 송전 시스템의 임피던스, 위상, 주파수 등을 능동적으로 제어할 수 있다. 따라서, 전력의 흐름을 제어할 수 있을 뿐만 아니라, 전력의 품질을 향상시킬 수 있는

설비이다. 유연 송전 시스템의 설비는 송전 선로에 연결되는 방법에 따라 표 2.1에 정리한 것과 같이 병렬, 직렬, 또는 직/병렬 혼합 형태로 구분될 수 있다.

표 2.1. 유연 송전 시스템 제어기의 종류 [16].

| 연결 방법 | 유연 송전 시스템 제어기의 종류 |
|--------------|--|
| 병렬 연결 구조 | Static Synchronous Compensator (STATCOM) - Static Synchronous Generator (SSG) - Battery Energy Storage System (BESS) - Superconducting Magnetic Energy Storage (SMES) Static Var Compensator (SVC) - Thyristor Controlled Reactor (TCR) - Thyristor Switched Reactor (TSR) - Thyristor Switched Capacitor (TSC) |
| 직렬 연결 구조 | Static Synchronous Series Compensator (SSSC) Interline Power Flow Controller (IPFC) Thyristor Controlled Series Capacitor (TCSC) Thyristor Switched Series Capacitor (TSSC) Thyristor Controlled Series Reactor (TCSR) Thyristor Switched Series Reactor (TSSR) |
| 병렬, 직렬 혼합 구조 | Unified Power Flow Controller (UPFC) Thyristor Controlled Phase Shifting Transformer (TCPST) Interphase Power Controller (IPC) |

최근에 들어, 교류 송전 시스템은 몇 가지 변화에 대한 도전을 받고 있다. 전력 부하의 집중화에 따른 장거리 대용량 전력 전송의 필요성, 송전 가공 선

로의 건설 제약, 기존 교류 송전 시스템의 용량 포화 및 비효율적 전력 흐름 제어 등이 주된 문제점이다. 더 나아가, 신재생 에너지를 이용한 발전 단지가 대규모화 되어감에 따라, 신재생 에너지를 송전 시스템에 수용할 필요가 발생하고 있다.

교류 송전 시스템이 변압기를 통해 쉽게 전압을 가변할 수 있다는 장점으로 전력 송전의 주된 시스템으로 자리잡았지만, 송전 선로에 내재하는 임피던스로 인하여 장거리 송전에 취약하다는 단점을 가지고 있다. 가공 송전 선로가 길어질수록, 선로의 캐패시턴스가 증가하여 선로 종단까지 전달할 수 있는 유효 전력은 매우 제한된다. 이러한 이유로, 실제로 운용 가능한 교류 송전 시스템의 가공 선로의 길이는 수백km 이내이다. 케이블을 이용한 지중 송전 선로의 경우에는 보통 60km 이내에서 의미있는 유효 전력 전송이 가능한 것으로 알려져 있다[17].

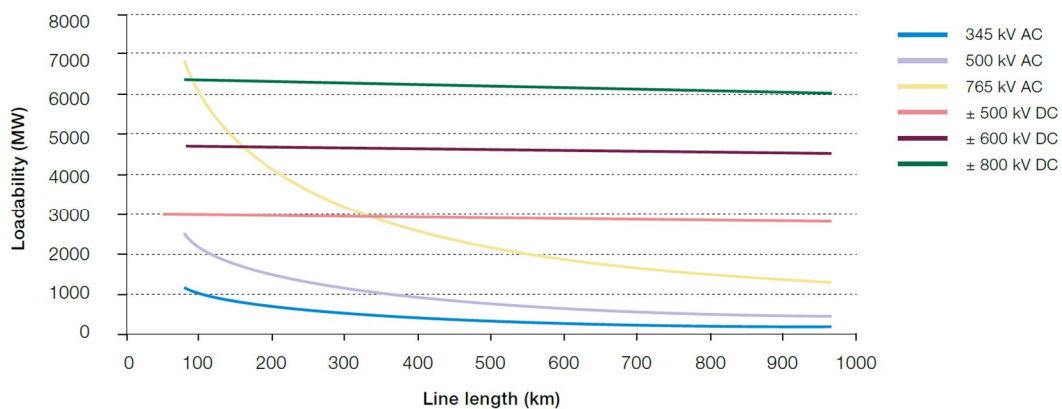


그림 2-2 교류 및 직류 송전 시스템의 거리에 따른 선로의 부하 용량[17].

2.1.2. 직류 송전 시스템

직류 송전 시스템의 역사는 교류 송전 시스템의 역사와 비교하여도 결코 짧지 않다. 하지만, 직류 송전 시스템은 교류 송전 시스템으로 실현이 어려웠던 대용량 장거리 전력 전송을 위한 특정한 경우에 적용되어 왔다. 최초의 직류 송전 시스템은 스위스의 엔지니어였던 Rene Thury에 의해서 이탈리아에 1889년 설치된 시스템이었다[18]. 이 시스템은 발전기를 직렬로 연결하여 12kV의 직류 전압을 만들고, 120km 떨어진 곳에 다시 전동기를 직렬로 연결하여 전동기를 구동하는 구조였다. 그 이후, 진공관을 이용한 Mercury arc valve를 이용한 컨버터가 제작되었고, 1941년 독일에 60MW, $\pm 200\text{kV}$, 115km 직류 송전 시스템이 독일 베를린에 설치되려 했지만, 독일 정부의 붕괴로 실패했다. 그 후, 설치되었던 설비는 소련연방으로 옮겨져 운용되었고, 이 후에 1954년 스웨덴의 본토와 Gotland간에 연결된 Mercury arc valve를 이용한 직류 송전 시스템이 운용되었다. 이 두 시스템이 현대적인 직류 송전 시스템의 시작으로 알려져있다.

반도체 스위칭 소자를 이용한 직류 송전 시스템이 구축된 것은 싸이리스터가 개발된 이후인 1977년이다. 그림 2-3의 싸이리스터를 기반으로 하는 LCC-HVDC 는 미국 General Electric社에서 1972년 처음 제안되었다. 그 이후, ABB와 Siemens, Alstom 등의 유럽 전기 회사에 의해 많은 LCC-HVDC 시스템이 전 세계에 설치되고 있다. 싸이리스터의 직렬 연결한 밸브는 스위칭 주파수가 교류 전원의 주파수이므로 스위칭 손실이 거의 없고, 싸이리스터가 도통 손실이 매우 작기 때문에, LCC-HVDC는 전력 전달 효율이 매우 높고 대용량 전력을 전달하기에 적합하다. 실제로 브라질에 설치된 Rio Madeira 프로젝트는 7GW의 전력을 LCC-HVDC를 통해 2375km 떨어진 곳으로 전달하고 있다.

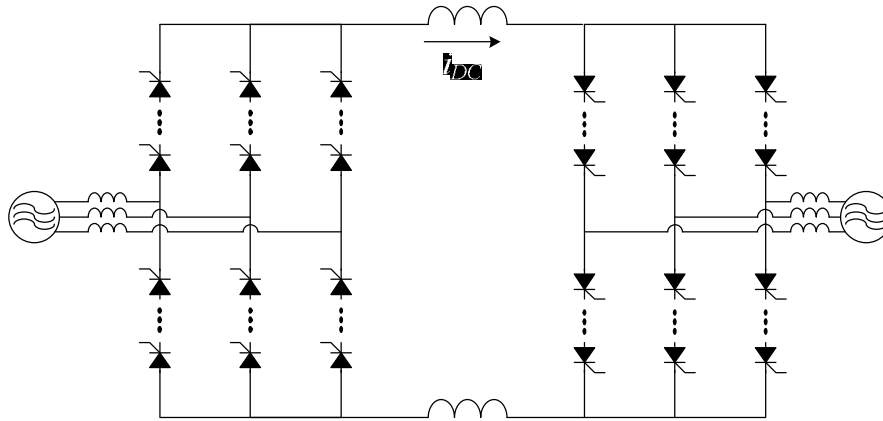


그림 2-3 LCC-HVDC 구조.

LCC-HVDC는 전류형 컨버터이며, 교류 전원의 기본파 주파수로 스위칭하기 때문에 교류 전류의 고조파(Harmonic) 특성이 나쁘다. 따라서 교류단에 매우 큰 고조파 필터가 필요하며, 전력의 방향을 바꾸기 위해서는 직류단의 전압 극성을 바꾸어야 한다. 반면, 그림 2-4에 간단히 표현된 IGBT 등을 직렬로 연결하여 구현한 2-level 전압형 HVDC 컨버터(Voltage Source Converter-HVDC, VSC-HVDC)는 직류단을 통해 전달되는 전력의 방향을 교류의 방향으로 제어할 수 있기 때문에 직류 송전 시스템을 구축하기에 유리하다. 단독으로 교류 전원을 합성할 수 있고, 컨버터 스테이션이 상대적으로 작다. 하지만, 2-level VSC-HVDC는 IGBT의 스위칭 주파수가 높고, 도통 손실도 싸이리스터에 비해 크기 때문에, 컨버터 손실이 크다. 따라서, 2-level 혹은 3-level VSC-HVDC는 수십MW에서 수백MW 정도의 비교적 소용량 송전 시스템에 적용된다. 해양 석유 시추 플랫폼과 같이 부피와 무게가 중요한 경우에, 전원 공급용으로 사용되기도 한다.

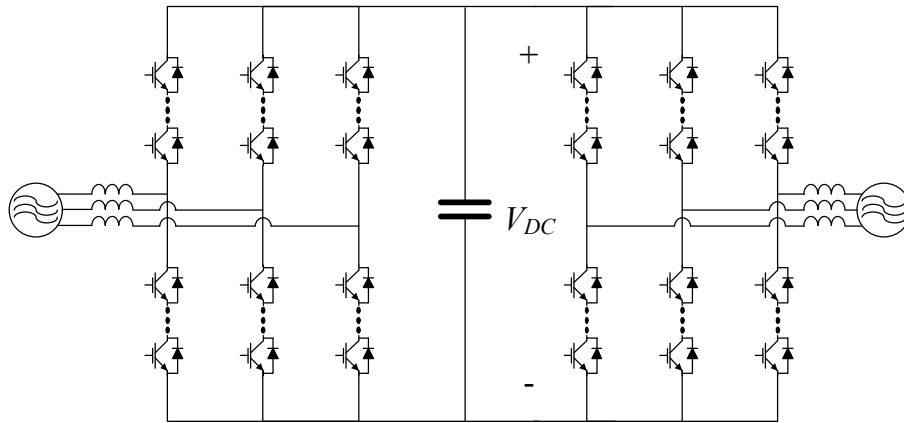


그림 2-4 2-level VSC-HVDC 구조.

2010년 미국 Trans Bay Cable 프로젝트는 모듈형 멀티레벨 컨버터(Modular Multilevel Converter: MMC)를 사용하여 직류 송전 시스템을 구축한 첫 사례로 기록되고 있다. Siemens에 의해 설치된 MMC는 85km 떨어진 곳에 최대 300MW의 전력을 공급하면서 미국 샌프란시스코 지역의 전력 병목 현상을 해결하기 위해 도입되었다. MMC는 전압형 컨버터임에도 불구하고, IGBT 스위칭 주파수가 낮아 손실이 작으며 교류단 필터가 거의 필요하지 않다.

MMC는 VSC-HVDC의 가장 큰 단점이었던 손실을 줄일 수 있었기 때문에, VSC-HVDC를 적용하는 직류 송전 시스템의 구축이 가능해졌다. VSC-HVDC를 사용하는 직류 송전 시스템은 기존 LCC-HVDC를 사용한 지점간 전력 전송 뿐만 아니라 멀티터미널 직류 송전 시스템(MTDC System)의 구현이 가능하다 [19].

기존 교류 송전 시스템에서 단락 사고 발생시, 사고 전력선은 차단기를 통해 송전 시스템에서 분리된다. 반면, 직류 송전 시스템에서 사용할 수 있는 직

류 차단기는 아직 상용화되지 못했다. 기존 지점간 직류 송전 시스템에서는 직류단 단락 사고 발생시, 교류 전원과 연결된 교류 차단기를 통해 사고가 발생한 직류단을 분리한다. 그러나 교류 차단기의 차단 시간은 일반적으로 교류 전원의 기본 주파수 3-5cycle이 필요하기 때문에, 직류단 단락 사고에 의한 전류는 매우 커지게 된다. VSC-HVDC에 주로 사용하는 IGBT는 싸이리스터와 달리 고전류에 대한 내성이 약하기 때문에, 직류단 사고 전류에 취약하다. 이를 보완하기 위해 MMC의 모듈에 사고 전류의 도통 경로를 싸이리스터로 설계한다[20, 21]. 그러나, 이러한 방법은 직류단의 전력 송전을 중단하게 되므로 두 지점간의 전력 송전에 적용이 가능하지만, 그림 2-5와 같이 복수의 직류단이 연결되어 있는 MTDC 시스템의 경우에, 교류 차단기를 이용한 직류단 단락 사고 대응은 사고가 발생한 직류단 뿐만 아니라 전체 직류단의 전력 전달이 중단된다. 따라서 MTDC 시스템에서 직류단 단락 사고는 그림 2-6에 보인 바와 같이 직류 차단기를 사용하는 것이 필수적이다.

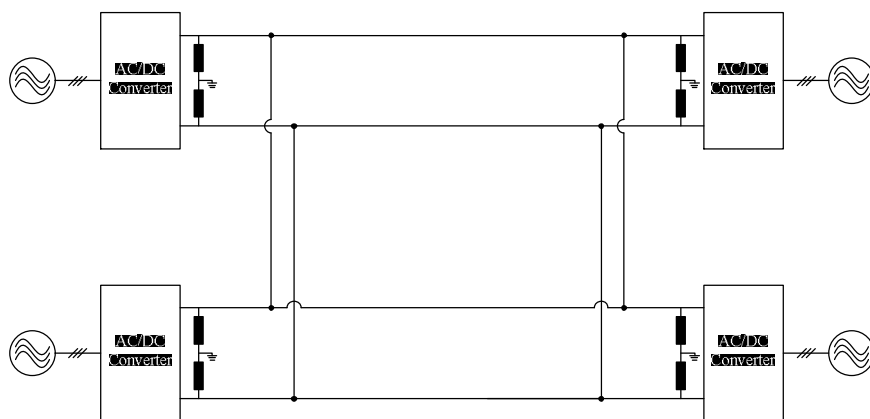


그림 2-5 직류 차단기 없는 4개의 교류/직류 컨버터로 구성된 MTDC 시스템.

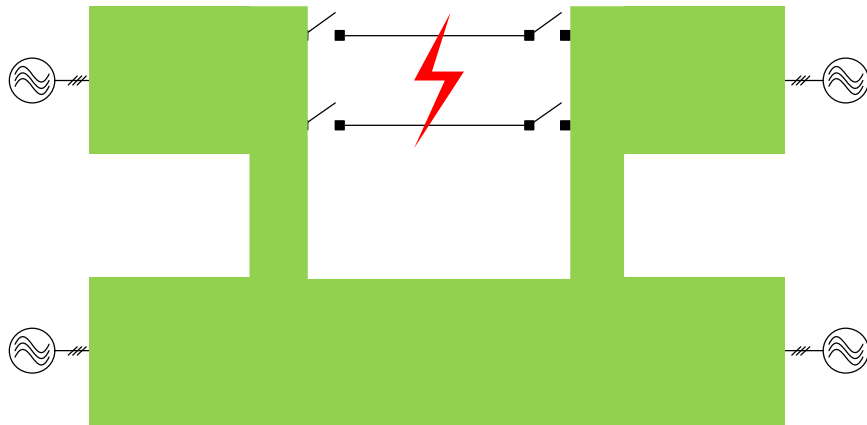


그림 2-6 직류 차단기를 포함한 MTDC 시스템.

2.1.3. 교류 송전 시스템과 직류 송전 시스템의 비교

근래에 와서 교류 송전 시스템이 여러 가지 다양한 문제에 직면해 있지만, 지난 100여년간 전 세계의 전력을 공급해왔던 사회 기간(基幹) 시스템으로의 역할을 수행했던 것은 부정할 수 없다. 송전하는 전력량이 급격히 증가하고, 부하가 다양해졌으며, 전력 품질에 대한 요구 기준이 증가하면서 교류 송전 시스템 역시 요구 조건에 대응하며 사회 발전에 중추적인 역할을 해왔다. 따라서, 직류 송전 시스템의 적용을 위해서는 기존 교류 송전 시스템이 발전하며 담당했던 기능과 이를 가능하게 하는 구조 등을 기반으로 연구 및 개발 방향을 모색해 볼 수 있다.

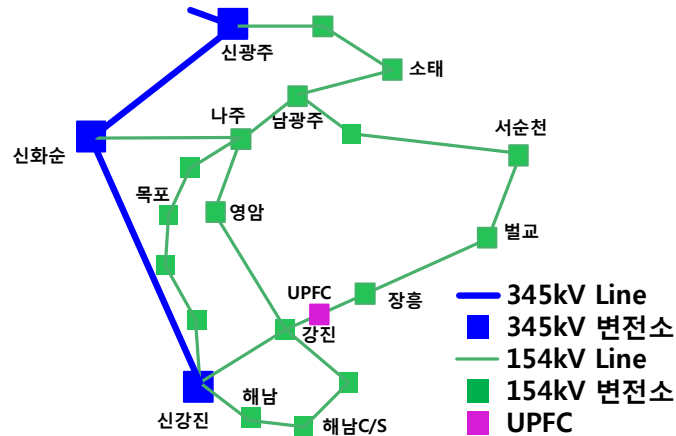


그림 2-8 우리나라 남서부 지역의 송전 계통도.

그림 2-8에 나타낸 우리나라 남서부 지역의 송전 시스템에는 유연 송전 시스템(FACTS)의 한 종류인 Unified Power Flow Controller (UPFC)가 설치되어 있다[22]. 중부 지역과 마찬가지로 345kV 전력선에 154kV 전력선이 변전소를 통해 연결되어 있으며, 154kV 전력선은 환상 루프 구조를 이루고 있다. 강진 154kV 변전소에 설치된 UPFC는 모선의 무효전력 상시 보상에 의한 전압 안정도 향상과 조류 제어 등으로 전력 공급의 안정화를 향상시키고 있다.

직류 송전 시스템의 구축과 안정적인 운용을 위해서는 교류 송전 시스템의 구성을 모방하여 계획하는 것이 그간 교류 송전 시스템을 운용해온 경험을 활용 할 수 있는 방안이다.

직류 송전 시스템에서 전력선과 변전소의 구성은 그림 2-9와 같이 크게 3가지로 구분할 수 있다. 한 개의 송전 전력선에 변전소가 연결되어 배전 시스템에 전력을 공급하는 단선 구조(Single Line Configuration), 하나의 변전소가 하나의 송전 전력선을 갖고 다수의 배전 전력 선로를 가지는 방사형 구조(Radial

Configuration), 전력선 사고에 대한 전력 공급 신뢰성을 높이기 위해 복수의 송전 전력선을 통해 복수의 배전 선로 연결하는 환형 루프 구조(Mesh Configuration) 등이다.

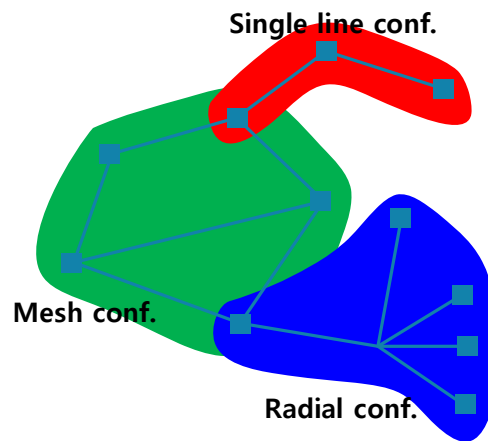


그림 2-9 직류 송전 시스템의 구성.

직류 송전 시스템의 위 세 가지 구조는 전력 송전 조건에 따라 결정될 것이며, 그림 2-10과 같이 교류 송전 시스템과 직류 송전 시스템은 변전소를 통해 함께 구현될 수 있다. 대용량 장거리 직류 송전 전력선을 통해 전달된 전력은 기존 교류 송전 계통에 연결되어 각 부하에 전달되고, 혹은 저압의 또 다른 직류 송전 전력선을 통해 부하에 연결될 수 있다.

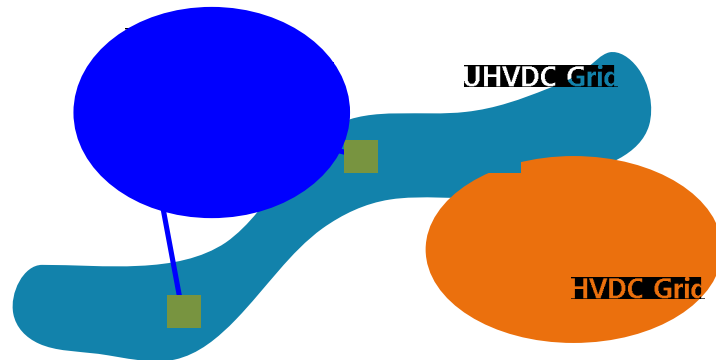


그림 2-10 직류 송전 시스템의 구성예.

이러한 직류 송전 시스템의 구성을 위해서는 교류 송전 시스템에 사용하고 있는 구성 요소와 유사한 기능을 수행할 수 있는 구성 요소들이 필요하다. 교류 송전 시스템의 전력 전달과 전력선 사고시 대응을 위한 구성요소는 크게 교류 차단기, 변압기, 전력제어 시스템으로 구분된다. 송전 시스템의 사고 발생시, 시스템을 보호하고 안정적인 전력 공급을 유지하기 위해서는 교류 차단기가 필수적이다. 교류 차단기는 각 송전 전력선과 변압기를 연결하며, 변전소의 모선과 변압기, 전력선 등의 사이에 위치한다. 교류 송전 시스템에서 교류 차단기는 일반적으로 전원 주파수의 3-5cycle 안에 차단되는 성능을 가지고 있으며, 이는 약 100ms 안에 차단된다는 의미이다. 변압기는 일반적으로 전력 변압기를 사용하며, 철심에 권선을 감아 제작한다. 교류 송전 시스템의 전력을 제어하기 위해서는 조상 설비 등을 송전 전력선에 설치하거나, 유연 송전 시스템으로 송전 계통의 무효 전력과 유효 전력을 제어할 수 있다. 표 2.2에 교류 송전 시스템 구성 요소에 대응되는 직류 송전 시스템의 구성 요소들을 정리하였다.

표 2.2. 교류 송전 시스템과 직류 송전 시스템의 구성 요소 비교.

| 구성 요소 | 교류 송전 시스템 | 직류 송전 시스템 |
|----------|--|---|
| 차단기 | 교류 차단기 <ul style="list-style-type: none"> - 계통 사고 발생시 사고 계통 분리 - 3-5cycle의 차단 성능 - 내재적으로 발생하는 영전압 특성을 이용 - GIS(Gas Insulated Switchgear) | 직류 차단기 <ul style="list-style-type: none"> - 직류 계통 사고 발생시 사고 계통 분리 - 차단 기준 시간 없음 (일부 기업에서 2ms) - 영전압 없음 - 기계 스위치, 반도체 스위치, Hybrid 스위치 |
| 변압기 | 교류 변압기 <ul style="list-style-type: none"> - 교류/교류 권선형 변압기 | 직류 변압기 <ul style="list-style-type: none"> - 전력용 반도체 소자를 이용한 컨버터 구현 - 교류/직류 변압기 <ul style="list-style-type: none"> * LCC-HVDC * 2-level VSC-HVDC * MMC - 직류/직류 변압기 <ul style="list-style-type: none"> * DC/AC/DC 형태의 컨버터 |
| 전력제어 시스템 | 능동 전력 제어 시스템 <ul style="list-style-type: none"> - 유연 송전 시스템(FACTS) <ul style="list-style-type: none"> * 송전 계통의 무효전력/유효전력 제어 * 싸이리스터, IGBT 등 반도체 소자로 구현된 컨버터 수동 전력 제어 시스템 <ul style="list-style-type: none"> - 조상설비 <ul style="list-style-type: none"> * 캐패시터 뱅크 | 직류 전력 제어 시스템(DCTC) <ul style="list-style-type: none"> - 송전 계통의 전력 제어 - 전력용 반도체 소자를 이용한 전력 제어 |

교류 송전 시스템의 구성 요소와 비교해서 직류 송전 시스템에 필요한 구성 요소는 직류 차단기, 직류 변압기, 직류 전력 제어 시스템이다. 직류 차단기의 전류 차단 시간에 대한 기준은 아직 마련되어 있지 않았으나, 일부 선진 기업에서는 2ms의 차단 성능을 갖는 직류 차단기의 시험 모델을 구현하였다[14]. 그러나 2ms의 차단 시간은 제안된 직류 차단기에 포함되는 인덕터와 직류 전압의 크기 등을 고려했을 때, 정격 전류가 3kA로 설계된 시스템에서 최대 사고 전류가 9kA까지 흐를 수 있다. 직류 차단기의 설계 시에, 이를 고려하여 IGBT 등 전력용 반도체 스위칭 소자를 선정할 수 있으나, 직류 차단기가 보호해야 하는 교류/직류 컨버터 혹은 직류/직류 컨버터의 전력용 반도체 스위칭 소자의 설계에도 이러한 사고 전류를 고려해야 한다. 따라서, 직류 차단기의 차단 시간 및 최대 사고 전류 등에 대한 구체적인 사고 대응 전략은 시스템에 따라 다를 수 있으며, 이를 일반적인 규정으로 결정하기 위해서는 다양한 측면에서의 연구가 필요하다.

직류 송전 시스템에서 직류 전력 제어 시스템(DC Transmission Control: DCTC)은 교류 송전 시스템과 달리 무효 전력을 제어할 필요는 없으며, 직류 송전 시스템의 전력 흐름만을 제어하면 된다. 이는 각 변전소의 직류단 전압을 가변할 수 있는 컨버터로 구현할 수 있다[23, 24].

교류 송전 시스템에서 서로 다른 교류 전압을 연결하는 구성 요소는 변압기인 반면, 직류 송전 시스템에서는 교류/직류 변압기와 직류/직류 변압기가 필요하다. 일반적인 철심에 권선을 감아 제작하는 변압기로는 직류 전압을 변압할 수 없기 때문에, 직류 송전 시스템에 사용되는 변압기는 일종의 컨버터이다. 기존 지점간 전력 전달에 사용되어 왔던 LCC-HVDC, 2-level VSC-HVDC,

MMC 등은 일종의 교류/직류 변압기라고 할 수 있다. 특히, MMC는 모듈형 구조로 인해 효과적으로 고전압 시스템의 구현이 가능하고, 전력 변환 손실이 작기 때문에 교류/직류 변압기로써 많은 연구가 진행되고 있으며, 실제 프로젝트에 적용되고 있다. 그러나, 직류/직류 변압기의 경우 송전 시스템에 적용된 사례가 아직 없으며, 이와 관련된 연구도 미미하다. 직류/직류 변압기는 직류/직류 컨버터로 구현이 가능하다. 고전압을 제어하기 위해서 모듈형 컨버터의 구현은 이미 오래전부터 연구되어 온 주제이다. 특히 반도체 변압기(Solid-State Transformer)라는 이름으로 높은 효율과 모듈형 구조로 여러 연구 그룹에서 제안되고 있다. 대부분의 연구는 기계식 교류/교류 변압기를 전력용 반도체 소자를 사용하여 능동적으로 제어할 수 있는 반도체 변압기로 바꾸는 것을 목표로 하고 있지만, 직류/직류 변압기로의 구현도 충분히 가능하다. 하지만, 지금까지 제안되어 온 반도체 변압기는 대부분 고주파 변압기(High Frequency Transformer)를 사용하여 1차측과 2차측을 분리한다. 대부분의 반도체 변압기 구조에서 고주파 변압기는 1차측 혹은 2차측의 전위차이 이상의 절연 수준을 유지해야 한다. 따라서, 이러한 구조가 송전 시스템에 적용하게 되면, 고주파 변압기의 절연 전압이 매우 높고, 이러한 고주파 변압기를 무수히 많이 설치해야 하는 제한이 따른다. 따라서, 직류 송전 시스템에서 가장 구현 가능할 것으로 예상되는 구조는 교류/직류 컨버터 2개를 교류 변압기를 통해 연결한 직류/교류/직류 컨버터이다.

2.2. 직류 송전 시스템의 전력 변환 장치

직류 송전 시스템을 구현하기 위해서는 교류 송전 시스템이 가지고 있는 다양한 기능을 수행할 수 있는 구성 요소가 필요하다. 본 장에서는 위에서 언급한 직류 송전 시스템에 필요한 각 구성 요소의 현황을 기술한다.

2.2.1. 직류 변압기

직류 송전 시스템에 적용되어야 하는 변압기는 교류 전원과 직류 전원을 연결하는 교류/직류 변압기와 서로 다른 전압을 갖는 두 개의 직류단을 연결하는 직류/직류 변압기이다. 본 장에서는 교류/직류 변압기에 대해 자세히 기술한다. 직류/직류 변압기에 대해서는 본 논문의 주된 내용이므로, 3장에서 기존 구조와 새롭게 제안하는 구조를 자세히 설명한다.

지금까지 설치되어 온 지점간 전력 전송을 위한 HVDC 시스템의 대부분은 전류형 컨버터의 일종인 LCC-HVDC(Line Commutated Converter)를 교류/직류 변압기로 사용하고 있다. 앞서 설명한 것처럼 LCC-HVDC는 대용량의 전력을 낮은 손실로 전송할 수 있지만, 전력 흐름의 방향을 변경하는데 발생하는 제약 때문에 멀티터미널 직류 송전 시스템의 적용에는 많은 제약이 따른다.

2-level VSC-HVDC를 직류 송전 시스템의 교류/직류 변압기로 사용하는 것은 컨버터의 높은 손실로 그 효율성이 낮다고 평가되어 왔다. 다만, VSC-HVDC의 높은 전력 밀도와 임의의 교류 전원을 합성할 수 있는 특성으로 케이블을 장거리로 가설해서 소규모 전력을 공급해야 하는 특정한 경우에는 적용될 수 있었다.

직류 송전 시스템을 구성하는 교류/직류 변압기로 가장 각광을 받는 것은

MMC이다. MMC에 사용되는 모듈은 Half-Bridge 모듈[25], Full-Bridge 모듈[26], Double-Clamp 모듈[27] 등이 제안되었다. Half-Bridge module을 사용한 MMC의 경우, 직류단 단락 사고가 발생했을 경우 교류단 전압을 합성할 수 없다. 따라서, 직류단 단락 사고에 대한 대응 전략은 교류단 차단기의 개폐 동작을 통해 교류단과 사고가 발생한 직류단을 분리하는 것이다. 이때, 교류단 차단기가 동작하는데 필요한 3-5cycle의 시간 동안, 직류단 단락 사고는 교류단 단락 사고로 전달되며, 단락 사고 전류가 MMC를 통해 흐르게 된다. 따라서 사고 전류에 대한 대응책이 MMC에서 준비되어야 한다. Full-Bridge 모듈은 직류단 사고가 발생한 조건에서도 교류단 전압을 합성할 수 있다. 따라서, 교류단을 단락 사고가 발생한 직류단으로부터 보호할 수 있으며 이 과정에서 교류단 전류 및 직류단 사고 전류를 제어할 수 있기 때문에, 단락 사고 전류를 저감함과 동시에 사고가 발생한 직류단과 교류단을 안정적으로 분리할 수 있다. 그러나 Half-Bridge 모듈에 비해 2배의 도통 손실이 발생한다. Double-Clamp 모듈의 도통 손실은 Half-Bridge 모듈의 도통 손실보다는 크지만 Full-Bridge 모듈의 손실보다는 작다. 동시에 직류단 단락 사고가 발생했을 경우, 직류단 단락 사고를 저감할 수 있기 때문에 직류 차단기의 대안으로 제시되고 있다.

MMC는 그림 2-11에 나타낸 것처럼 3개의 Leg로 구성되어 있으며, 각 Leg는 2개의 Arm으로 구성되어 있다. 각 Arm은 동일한 컨버터 모듈의 직렬 연결로 이루어지며, 컨버터 모듈은 손실이 가장 낮은 Half-Bridge 컨버터를 일반적으로 사용한다.

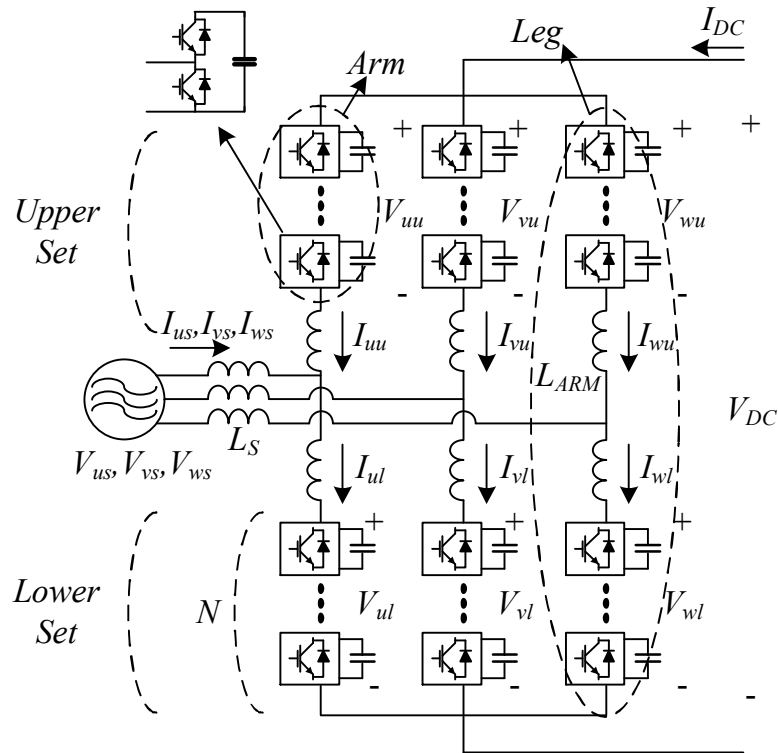
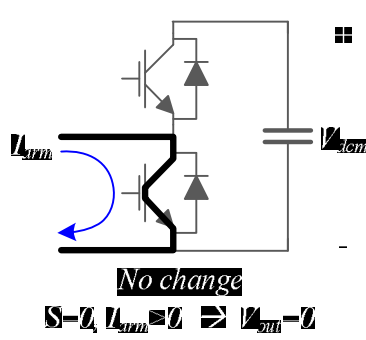
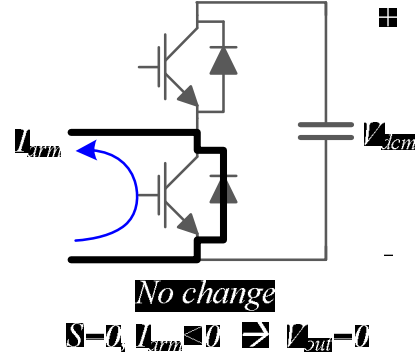


그림 2-11 MMC 기본 구조.

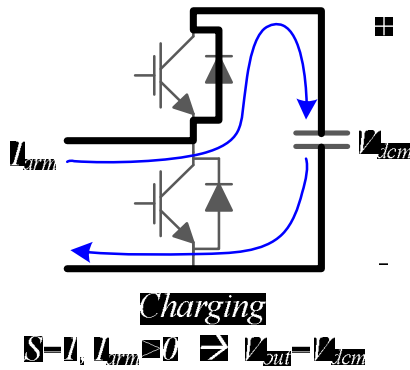
MMC는 수 많은 모듈로 구성되어 있기 때문에, 시스템의 여유율(Redundancy)을 쉽게 증대할 수 있고, 확장성(Scalability)이 좋다. 각 Arm이 합성하는 전압은 각 모듈의 전압 합성의 합으로 결정된다. 각 모듈은 스위칭 상태에 따라 전압을 합성할 수 있다. 그림 2-12와 2-13에서 보인 바와 같이 모듈의 스위칭 상태와 각 Arm에 흐르는 전류의 방향에 따라 출력 전압과 전류의 경로가 결정된다.



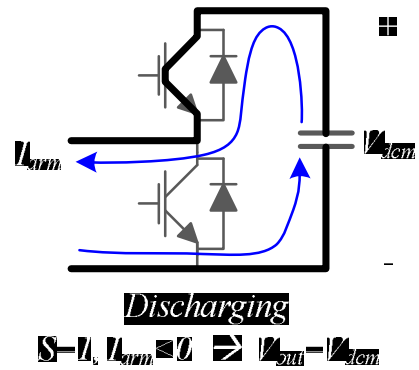
(a)



(b)

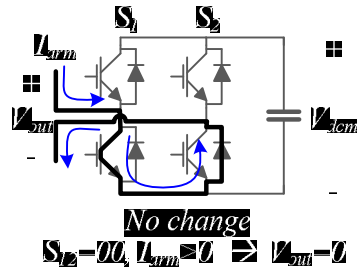


(c)

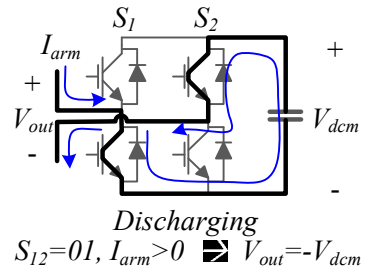


(d)

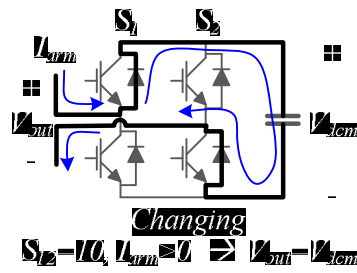
그림 2-12 Half-Bridge 모듈의 출력 전압과 캐패시터 충/방전 조건.



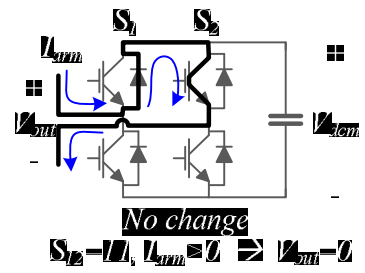
(a)



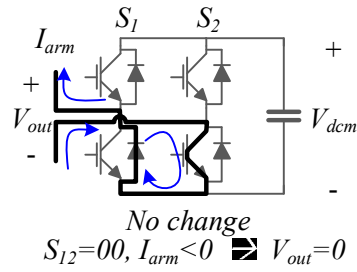
(b)



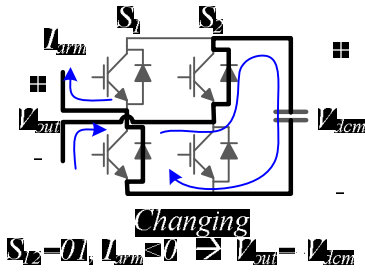
(c)



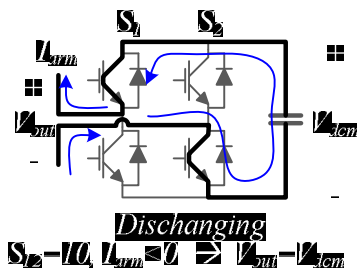
(d)



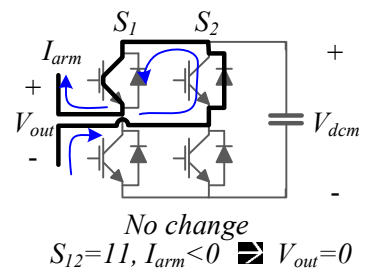
(e)



(f)



(g)



(h)

그림 2-13 Full-Bridge 모듈의 출력 전압과 캐패시터 충/방전 조건.

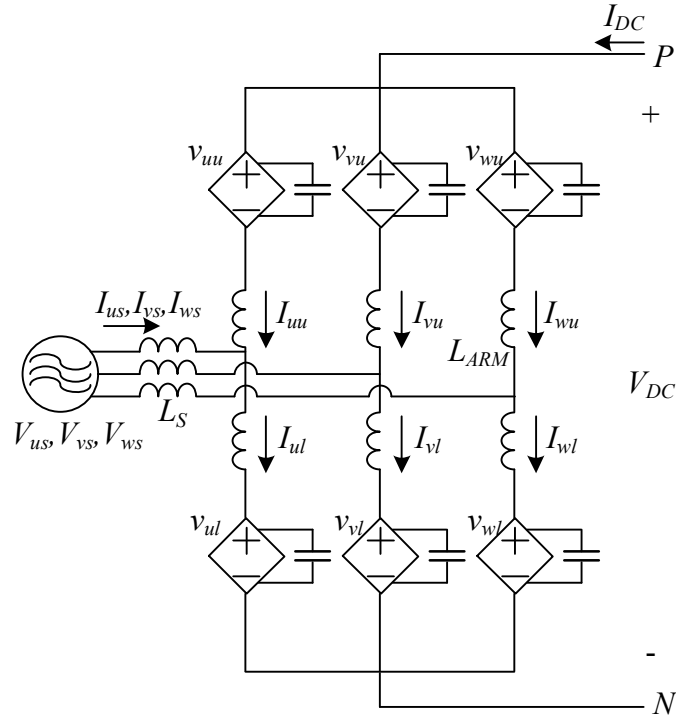


그림 2-14 각 Arm을 1개의 컨버터로 치환한 MMC의 모델.

3상 교류 전원과 1개의 직류단을 연결하는 MMC는 일반적으로 6개의 Arm으로 구성되어 있으며, 각 Arm은 컨버터 모듈이 직렬로 연결된다. 만약, 각 Arm 내부의 컨버터 모듈 간의 에너지 균형 제어가 된다고 가정하면, 각 Arm은 그림 2-14에 나타낸 바와 같이 1개의 등가 컨버터 모듈로 치환해서 생각할 수 있다. 각 Arm은 적절한 전압을 합성함으로써, 교류 전원단의 전류 및 직류단의 전류를 제어할 수 있으며, 동시에 MMC 내부의 수많은 모듈에 포함된 캐패시터의 에너지를 일정하게 유지할 수 있어야 한다.

직류단 전압을 제어하기 위해서 각 Arm에서 합성해야 하는 전압의 지령은 기본적으로 다음과 같다.

$$\begin{cases} V_{uu}^* = \frac{1}{2}V_{DC}^* - V_{us}^* \\ V_{vu}^* = \frac{1}{2}V_{DC}^* - V_{vs}^* \\ V_{wu}^* = \frac{1}{2}V_{DC}^* - V_{ws}^* \end{cases} \quad (2.1)$$

$$\begin{cases} V_{ul}^* = \frac{1}{2}V_{DC}^* + V_{us}^* \\ V_{vl}^* = \frac{1}{2}V_{DC}^* + V_{vs}^* \\ V_{wl}^* = \frac{1}{2}V_{DC}^* + V_{ws}^* \end{cases} \quad (2.2)$$

MMC 회로의 구조적 특징에 따라, 직류단 전압은 각 상의 Upper Arm과 Lower Arm의 전압의 순시적 합이며, 교류단 전압은 Upper set의 3개 Arm의 전압과 Lower set 3개 Arm의 전압으로 각각 합성될 수 있다. 이 때, Upper set과 Lower set에서 합성되는 교류단 전압은 교류단의 중성점과 common mode 전압이 다르게 된다. 이러한 관점에서 MMC가 직류단과 교류단에 연결되는 회로는 각각 분리해서 그림 2-15와 그림 2-16으로 표현할 수 있다.

$$\begin{cases} V_{uu}^* + V_{ul}^* = V_{DC}^* \\ V_{vu}^* + V_{vl}^* = V_{DC}^* \\ V_{wu}^* + V_{wl}^* = V_{DC}^* \end{cases} \quad (2.3)$$

$$\begin{cases} V_{uu}^* - V_{vu}^* = -(V_{us}^* - V_{vs}^*) \\ V_{vu}^* - V_{wu}^* = -(V_{vs}^* - V_{ws}^*) \\ V_{wu}^* - V_{vu}^* = -(V_{ws}^* - V_{us}^*) \end{cases} \quad (2.4)$$

$$\begin{cases} V_{ul}^* - V_{vl}^* = V_{us}^* - V_{vs}^* \\ V_{vl}^* - V_{wl}^* = V_{vs}^* - V_{ws}^* \\ V_{wl}^* - V_{vl}^* = V_{ws}^* - V_{us}^* \end{cases} \quad (2.5)$$

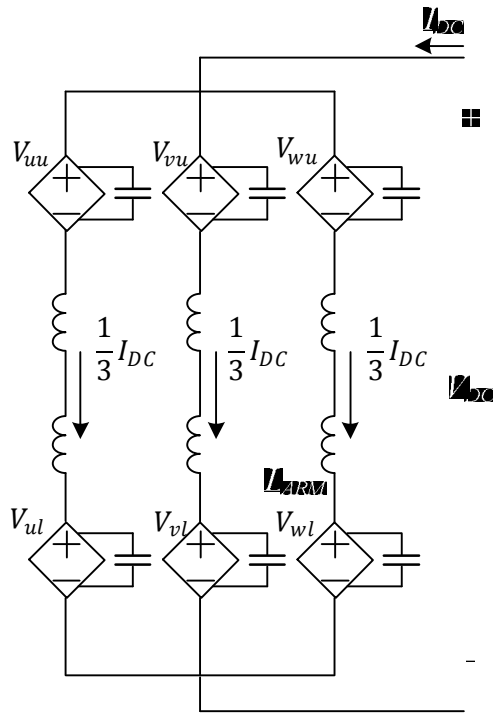


그림 2-15 직류단과 연결된 MMC의 직류단 전압 합성.

직류단과 연결된 MMC의 회로와, 교류단과 연결된 MMC의 회로로부터 직류단의 전류와 교류단의 전류를 각각 독립적으로 합성할 수 있음을 알 수 있다.

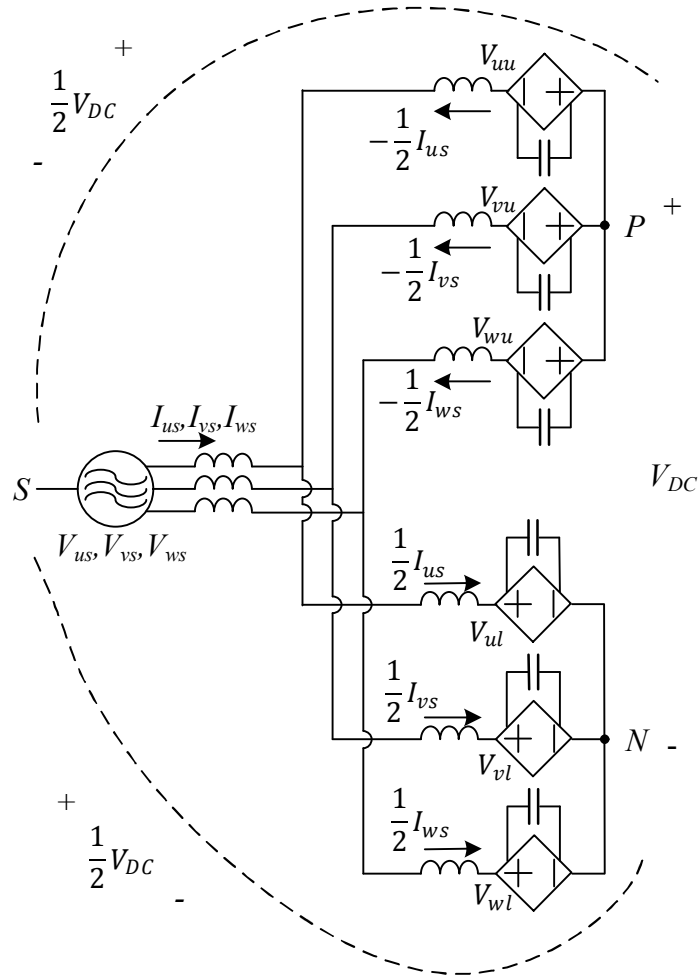


그림 2-16 교류단과 연결된 MMC의 교류단 전압 합성.

위에서 제시한 것과 같이 MMC는 교류단과 연결되어 교류 전류가 흐르며, 동시에 직류단과 연결되어 직류 전류가 흐르게 된다. 이 뿐만 아니라, 3개의 Leg로 구성된 MMC는 MMC 내부에서 순환하는 전류가 발생할 수 있다. 이상적으로 각 Leg의 Upper Arm과 Lower Arm 전압의 합이 모두 같으면 Arm 인덕터에 인가되는 모든 전압이 같기 때문에 MMC 내부에서 순환하는 전류는 없

어야 하지만, 전압 합성의 오차나 혹은 인위적으로 MMC 내부에 전류를 흐르게 하기 위해서 전압을 인가할 경우, 그림 2-17에 보인 바와 같이 MMC 내부의 순환 전류가 흐르게 된다.

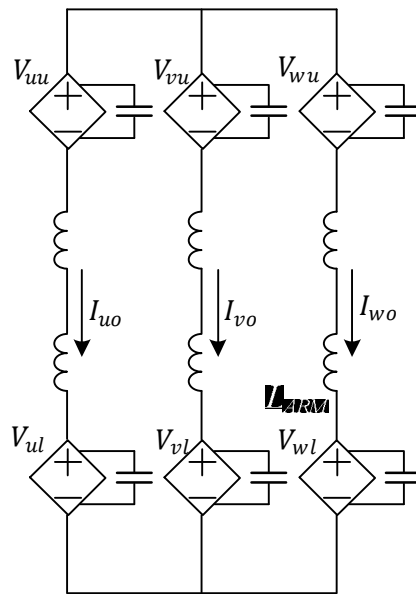


그림 2-17 MMC 내부 순환 전류 회로의 전압 합성.

MMC의 순환 전류 모델은 MMC의 순환 전류가 발생하는 원인을 설명하고, 더 나아가 순환 전류를 제어할 수 있는 모델을 제공한다. 순환 전류는 각 상의 Upper Arm과 Lower Arm에서 합성하는 전압의 차이에 의해 발생한다. 순환 전류와 관련된 각 Arm의 전압을 그림 2-18처럼 표현하면, 순환 전류 모델은 좀 더 간단히 얻어질 수 있다.

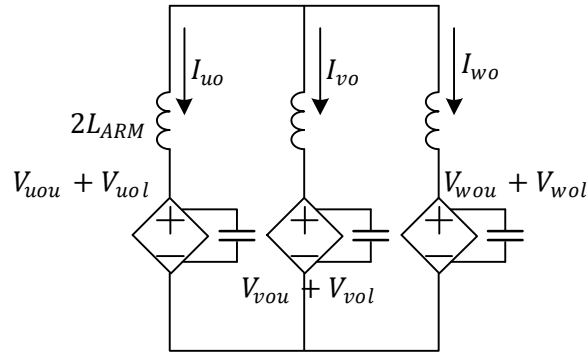


그림 2-18 MMC 내부 전압에 의한 순환 전류.

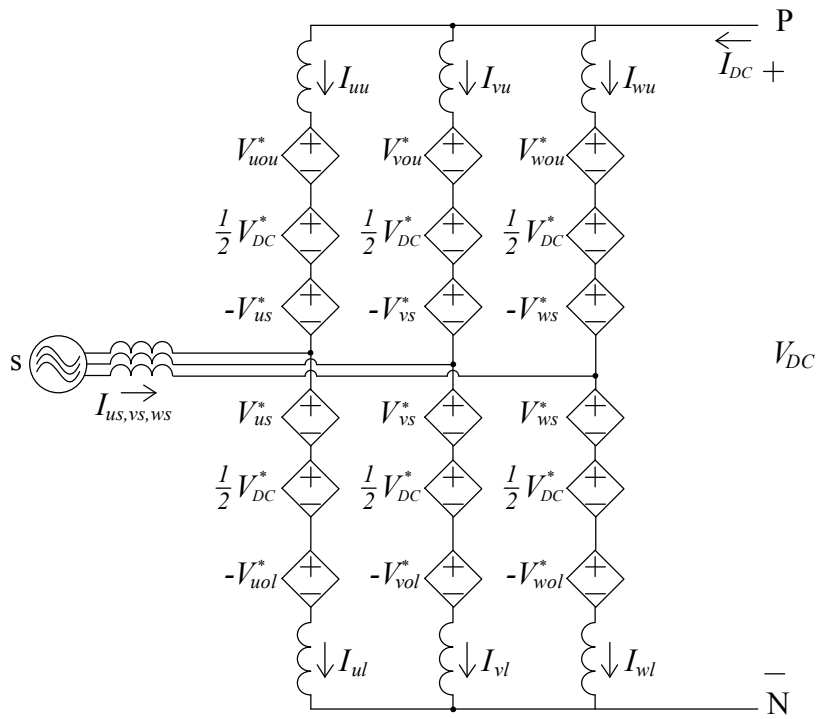


그림 2-19 각 회로의 전압으로 구성된 MMC 모델.

위의 세 가지 회로로부터 그림 2-19와 같이 MMC의 Arm을 각각 가변 전압원으로 모델링하여 표현할 수 있다. 각 전압 성분을 분리한 MMC의 모델로부터 교류단 전류, 직류단 전류 및 내부 순환 전류를 제어하기 위해서 어떤 전압을 사용해야 하는지 알 수 있다.

MMC는 위에서 언급한 세 가지 회로로부터 그림 2-20의 교류 전류 제어 모델, 그림 2-21의 순환 전류 제어 모델, 그림 2-22의 직류 전류 제어 모델로 나누어 모델링할 수 있다.

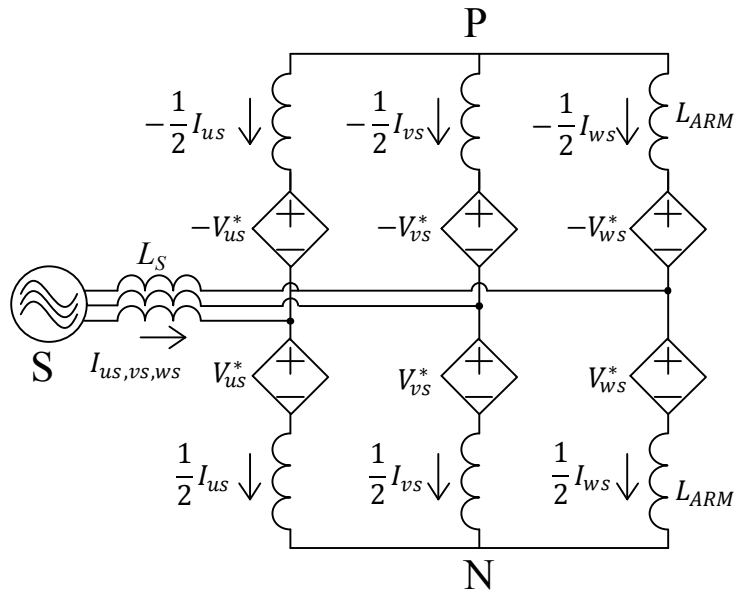


그림 2-20 MMC의 교류 전류 제어 모델.

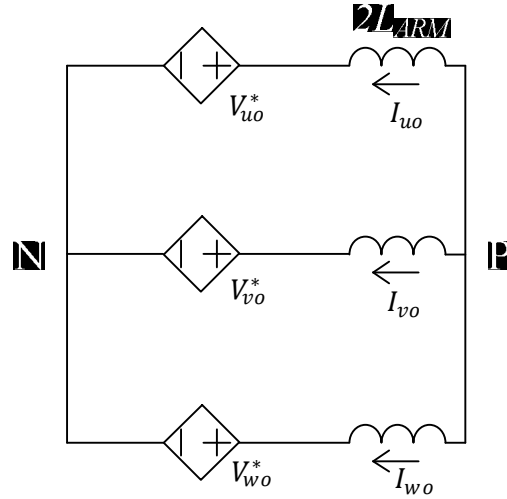


그림 2-21 MMC의 순환 전류 제어 모델.

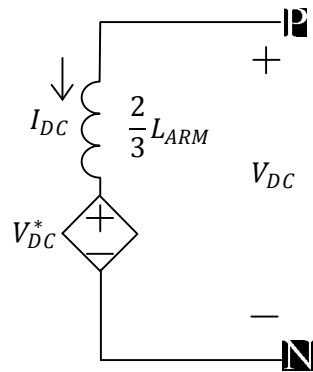


그림 2-22 MMC의 직류 전류 제어 모델.

각 Arm을 구성하고 있는 컨버터 모듈은 무한한 에너지를 가지고 있는 전원이 아니라 유한한 캐패시터를 가지고 있는 전압형 컨버터이다. 따라서, MMC를 동작시키기 위해서는 MMC를 통해 흐르는 교류 전력과 직류 전력이 항상 같아야하며, 각 Arm에 저장된 에너지도 균형적으로 제어되어야 한다. 이상적

이러면, 직류단 전력과 교류단 전력은 위 두 회로를 통해 흐르는 전력의 합이 된다. 따라서, MMC는 직류단 전류에 의해서 발생하는 전력의 합과 교류단 전류에 의해서 발생하는 전력의 합이 0이 된다. 즉, 직류단 전원으로부터 들어온 전력을 MMC에서 받았다가 교류단 전류를 통해 교류단으로 전달하는 원리이다.

교류단 전압과 전류를 다음과 같이 일반화하여 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned}
 V_{xs} &= V_{AC} \sin(\omega t + \theta_x) \\
 I_{xs} &= I_{AC} \sin(\omega t + \theta_x + \varphi) \\
 \text{when 'x' is phase: } u, v, w. \quad \varphi &\text{ is power facotr.} \\
 \theta_u = 0, \theta_v = -\frac{2\pi}{3}, \theta_w = \frac{2\pi}{3}
 \end{aligned} \tag{2.6}$$

또, 각 Upper, Lower Arm에 발생하는 전압과 전류는 다음과 같이 일반화하여 표현할 수 있다 [28, 29].

$$\begin{cases} V_{xu}^* = \frac{1}{2} V_{DC}^* - V_{xs}^* + V_{xou}^* \\ V_{xl}^* = \frac{1}{2} V_{DC}^* + V_{xs}^* + V_{xol}^* \end{cases} \tag{2.7}$$

$$\begin{cases} I_{xu} = \frac{1}{3} I_{DC} - \frac{1}{2} I_{xs} + I_{xo} \\ I_{xl} = \frac{1}{3} I_{DC} + \frac{1}{2} I_{xs} + I_{xo} \end{cases} \tag{2.8}$$

각 Upper, Lower Arm에 들어오거나 나가는 전력은 전압과 전류의 곱으로 표현될 수 있다. 전류의 방향이 Arm으로 들어오는 방향을 양의 방향으로 정의

하였기 때문에, 양의 전력은 Arm에 들어오는 전력이다.

$$\begin{cases} P_{xu} = V_{xu}^* I_{xu} = \left(\frac{1}{2} V_{DC}^* - V_{xs}^* + V_{xou}^* \right) \left(\frac{1}{3} I_{DC} - \frac{1}{2} I_{xs} + I_{xo} \right) \\ P_{xl} = V_{xl}^* I_{xl} = \left(\frac{1}{2} V_{DC}^* + V_{xs}^* + V_{xol}^* \right) \left(\frac{1}{3} I_{DC} + \frac{1}{2} I_{xs} + I_{xo} \right) \end{cases} \quad (2.9)$$

$$\begin{aligned} P_{xu} = & \frac{1}{6} V_{DC}^* I_{DC} + \frac{1}{4} V_{AC} I_{AC} \cos \varphi - \frac{1}{4} V_{DC}^* I_{AC} \sin(\omega t + \theta_x + \varphi) \\ & - \frac{1}{3} V_{AC} I_{DC} \sin(\omega t + \theta_x) - \frac{1}{4} V_{AC} I_{AC} \cos(2\omega t + 2\theta_x + \varphi) \\ & + \frac{1}{2} V_{DC}^* I_{xo} - V_{AC} \sin(\omega t + \theta_x) I_{xo} + \frac{1}{3} V_{xou}^* I_{DC} \\ & - \frac{1}{2} V_{xou}^* I_{AC} \sin(\omega t + \theta_x + \varphi) + V_{xou}^* I_{xo} \end{aligned} \quad (2.10)$$

$$\begin{aligned} P_{xl} = & \frac{1}{6} V_{DC}^* I_{DC} + \frac{1}{4} V_{AC} I_{AC} \cos \varphi + \frac{1}{4} V_{DC}^* I_{AC} \sin(\omega t + \theta_x + \varphi) \\ & + \frac{1}{3} V_{AC} I_{DC} \sin(\omega t + \theta_x) - \frac{1}{4} V_{AC} I_{AC} \cos(2\omega t + 2\theta_x + \varphi) \\ & + \frac{1}{2} V_{DC}^* I_{xo} + V_{AC} \sin(\omega t + \theta_x) I_{xo} + \frac{1}{3} V_{xol}^* I_{DC} \\ & + \frac{1}{2} V_{xol}^* I_{AC} \sin(\omega t + \theta_x + \varphi) + V_{xol}^* I_{xo} \end{aligned} \quad (2.11)$$

각 Arm에 들어오는 직류 전력은 정상 상태에서 0을 유지해야 하므로, 위 식에서 각 Arm 전력의 직류 성분은 0이 되어야 한다. MMC를 통해 지나가는 대부분의 전력은 직류단과 교류단으로부터 생성되고, 이상적인 경우 순환 전류와 순환 전류를 제어하기 위한 전압의 크기는 직류단과 교류단의 전압과 전류에 비하여 상대적으로 매우 작다. 따라서 직류단 전압과 전류 및 교류단 전압과 전류에 의한 직류 성분의 전력을 정리하면 다음과 같다.

$$P_{xu,DC} = \frac{1}{6}V_{DC}^*I_{DC} + \frac{1}{4}V_{AC}I_{AC}\cos\varphi = 0 \quad (2.12)$$

$$P_{xl,DC} = \frac{1}{6}V_{DC}^*I_{DC} + \frac{1}{4}V_{AC}I_{AC}\cos\varphi = 0 \quad (2.13)$$

Arm의 전력의 고주파 성분은 각 Arm을 이루고 있는 컨버터 모듈의 캐패시터에 드나드는 전력을 의미한다. 따라서, 고주파 전력은 모듈 캐피시터의 전압 변동을 의미한다. Arm의 고주파 전력을 분석해보면, 교류단의 기본 주파수 성분과 2고조파 성분이 존재함을 확인할 수 있다.

$$P_{xu,\omega} = -\frac{1}{4}V_{DC}^*I_{AC}\sin(\omega t + \theta_x + \varphi) - \frac{1}{3}V_{AC}I_{DC}\sin(\omega t + \theta_x) \quad (2.14)$$

$$P_{xu,2\omega} = -\frac{1}{4}V_{AC}I_{AC}\cos(2\omega t + 2\theta_x + \varphi) \quad (2.15)$$

$$P_{xl,\omega} = \frac{1}{4}V_{DC}^*I_{AC}\sin(\omega t + \theta_x + \varphi) + \frac{1}{3}V_{AC}I_{DC}\sin(\omega t + \theta_x) \quad (2.16)$$

$$P_{xl,2\omega} = -\frac{1}{4}V_{AC}I_{AC}\cos(2\omega t + 2\theta_x + \varphi) \quad (2.17)$$

교류단 회로와 직류단 회로에서 MMC로 유입되는 전체 전력은 각 Arm의 전력의 직류 성분의 합과 같다.

$$P_{ALL,DC} = \sum_y^{u,l} \left(\sum_x^{u,v,w} P_{xy,DC} \right) = V_{DC}^*I_{DC} + \frac{3}{2}V_{AC}I_{AC}\cos\varphi \quad (2.18)$$

이상적인 조건에서 MMC의 순환 전류가 없다면, 각 Arm에 유입되는 전력은

모두 동일하고 오직 교류 전원의 기본파 전력과 변동과 2고조파 전력과 변동만 모듈 캐패시터에 존재한다. 그러나, 실제 시스템에서는 직류단 전력과 교류단 전력이 순시적으로 같을지라도, 각 Arm에 유입되는 에너지는 불균형을 이룰 수 있다. 이러한 에너지 불균형은 각 Arm의 캐패시터에 저장된 에너지의 불균형을 이루게 되며, 이는 캐패시터 전압의 불균형으로 나타난다. 캐패시터 전압의 불균형은 MMC를 설계된 조건에서 동작시킬 수 없게 할 뿐 아니라, 과전압 등으로 인하여 모듈의 반도체 스위치 소자가 파괴되는 원인이 될 수도 있다.

각 Arm의 캐패시터 전압의 균형 제어는 여러 선행 연구에서 제안되어 왔다. 균형 제어를 위해서는 순환 전류와 내부 전압을 이용해서 각 Arm에 유입되는 직류 성분의 전력을 제어해야 한다. 순환 전류(I_{xo})와 내부 전압(V_{xoy}^*)으로 인해 발생하는 각 Arm의 전력 성분은 다음과 같다.

$$P_{xou} = \frac{1}{2}V_{DC}^*I_{xo} - V_{AC}\sin(\omega t + \theta_x)I_{xo} + \frac{1}{3}V_{xou}^*I_{DC} - \frac{1}{2}V_{xou}^*I_{AC}\sin(\omega t + \theta_x + \varphi) + V_{xou}^*I_{xo} \quad (2.19)$$

$$P_{xol} = \frac{1}{2}V_{DC}^*I_{xo} + V_{AC}\sin(\omega t + \theta_x)I_{xo} + \frac{1}{3}V_{xol}^*I_{DC} + \frac{1}{2}V_{xol}^*I_{AC}\sin(\omega t + \theta_x + \varphi) + V_{xol}^*I_{xo} \quad (2.20)$$

앞에서 서술한 3가지 모델링이 서로 독립적이기 위해서는 내부 전압은 교류단 전류와 직류단 전류에 영향을 주지 않기 위한 제한 조건이 필요하다. 내부 전압이 교류단 전류에 영향을 미치지 않기 위해서는 다음의 제한 조건이 필요하다.

$$\begin{cases} V_{uou}^* - \left(\frac{1}{3} \sum_x^{u,v,w} V_{xou}^* \right) = V_{uol}^* - \left(\frac{1}{3} \sum_x^{u,v,w} V_{xol}^* \right) \\ V_{vou}^* - \left(\frac{1}{3} \sum_x^{u,v,w} V_{xou}^* \right) = V_{vol}^* - \left(\frac{1}{3} \sum_x^{u,v,w} V_{xol}^* \right) \\ V_{wou}^* - \left(\frac{1}{3} \sum_x^{u,v,w} V_{xou}^* \right) = V_{wol}^* - \left(\frac{1}{3} \sum_x^{u,v,w} V_{xol}^* \right) \end{cases} \quad (2.21)$$

내부 전압이 직류단 전류에 영향을 미치지 않기 위해서는 다음의 제한 조건이 필요하다.

$$\sum_y^{u,l} \left(\sum_x^{u,v,w} V_{xoy}^* = 0 \right) \quad (2.22)$$

위 두 조건을 만족시키면서 교류단 전류 혹은 직류단 전류와의 상호 작용으로 직류 성분의 전력을 합성할 수 있는 내부 전압은 직류 성분, 교류 전원의 정상분 전압과 역상분 전압, 영상분 전압으로 생각할 수 있다.

$$V_{xou}^* = V_{xoDC} + V_{opAC} \sin(\omega t + \theta_x + \alpha_p) + V_{onAC} \sin(\omega t - \theta_x + \alpha_n) + V_{oZero} \quad (2.23)$$

$$V_{xol}^* = V_{xoDC} + V_{opAC} \sin(\omega t + \theta_x + \alpha_p) + V_{onAC} \sin(\omega t - \theta_x + \alpha_n) - V_{oZero} \quad (2.24)$$

위 내부 전압식에서 직류 성분 전압은 직류단 전류에 영향을 미치지 않기 위해서 다음과 같은 제한 조건을 갖는다.

$$\sum_x^{u,v,w} V_{xoDC} = 0 \quad (2.25)$$

내부 순환 회로에서 위와 같은 내부 전압은 순환 전류를 야기한다. 내부 전압의 직류 성분은 각 Leg에 흐르는 직류 순환 전류를 만들며, 정상분과 역상분 전압 성분은 그에 해당하는 정상분 전류와 역상분 전류를 발생시킨다. 그러나 영상분 전압은 추가적인 순환 전류를 발생시키지 않는다.

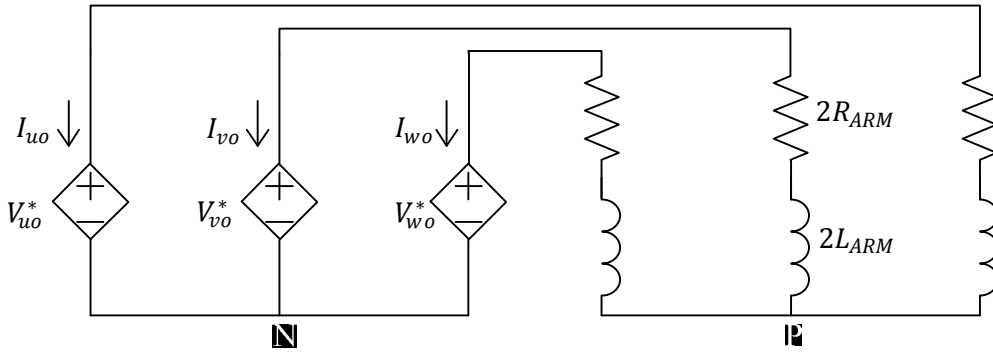


그림 2-23 Arm의 저항을 고려한 MMC의 순환 전류 모델.

$$\begin{aligned} I_{xo} &= -\frac{V_{xoDC}}{2R_{ARM}} - \frac{V_{opAC}}{2L_{ARM}\omega} \cos(\omega t + \theta_x + \alpha_p) - \frac{V_{onAC}}{2L_{ARM}\omega} \cos(\omega t - \theta_x + \alpha_n) \\ &= I_{xoDC} + I_{opAC} \cos(\omega t + \theta_x + \alpha_p) + I_{onAC} \cos(\omega t - \theta_x + \alpha_n) \end{aligned} \quad (2.26)$$

내부 전압과 순환 전류에 의해 발생하는 Upper Arm의 전력은 다음과 같이 정리된다.

$$P_{xou} = \frac{1}{2}V_{DC}^*I_{xo} - V_{AC}\sin(\omega t + \theta_x)I_{xo} + \frac{1}{3}V_{xou}^*I_{DC} - \frac{1}{2}V_{xou}^*I_{AC}\sin(\omega t + \theta_x + \varphi) + V_{xou}^*I_{xo} \quad (2.27)$$

$$\begin{aligned} P_{xou} = & \frac{1}{2}V_{DC}^*I_{xoDC} + \frac{1}{2}V_{DC}^*I_{opAC}\cos(\omega t + \theta_x + \alpha_p) \\ & + \frac{1}{2}V_{DC}^*I_{onAC}\cos(\omega t - \theta_x + \alpha_n) - V_{AC}I_{xoDC}\sin(\omega t + \theta_x) \\ & - V_{AC}I_{opAC}\sin(\omega t + \theta_x)\cos(\omega t + \theta_x + \alpha_p) \\ & - V_{AC}I_{onAC}\sin(\omega t + \theta_x)\cos(\omega t - \theta_x + \alpha_n) \\ & + \frac{1}{3}V_{xoDC}I_{DC} + \frac{1}{3}V_{opAC}I_{DC}\sin(\omega t + \theta_x + \alpha_p) \\ & + \frac{1}{3}V_{onAC}I_{DC}\sin(\omega t - \theta_x + \alpha_n) + \frac{1}{3}V_{oZero}I_{DC} \\ & - \frac{1}{2}V_{xoDC}I_{AC}\sin(\omega t + \theta_x + \varphi) - \frac{1}{2}V_{oZero}I_{AC}\sin(\omega t + \theta_x + \varphi) \\ & - \frac{1}{2}V_{opAC}I_{AC}\sin(\omega t + \theta_x + \varphi)\sin(\omega t + \theta_x + \alpha_p) \\ & - \frac{1}{2}V_{onAC}I_{AC}\sin(\omega t + \theta_x + \varphi)\sin(\omega t - \theta_x + \alpha_n) + V_{xou}^*I_{xo} \end{aligned} \quad (2.28)$$

내부 전압과 순환 전류에 의해 발생하는 전력은 순환 전류와 직류단 전압의 곱, 순환 전류와 교류단 전압의 곱, 내부 전압과 직류단 전류의 곱, 내부 전압과 교류단 전류의 곱, 그리고 내부 전압과 순환 전류의 곱으로 구성된다. 정상 운전 조건에서 MMC의 직류단과 교류단의 전압은 전달 전력에 상관없이 존재하지만, 직류단의 전류와 교류단의 전류는 전달되는 전력의 양에 따라 가변하게 된다. 따라서, MMC의 균형 제어를 위해서 내부 전압과 직류단 혹은 교류단 전류의 곱을 이용하는 것은, 전달되는 전력의 양에 의존하게 되는 단점을

발생시키게 된다. 순환 전류와 직류단 혹은 교류단 전압의 곱은 전달되는 전력의 크기와 무관하게 각 Arm의 균형 제어를 이룰 수 있다.

동일한 방법으로 내부 전압과 순환 전류에 의해 발생하는 Lower Arm의 전력은 다음과 같이 계산된다.

$$P_{xol} = \frac{1}{2}V_{DC}^*I_{xo} + V_{AC}\sin(\omega t + \theta_x)I_{xo} + \frac{1}{3}V_{xol}^*I_{DC} + \frac{1}{2}V_{xol}^*I_{AC}\sin(\omega t + \theta_x + \varphi) + V_{xol}^*I_{xo} \quad (2.29)$$

$$\begin{aligned} P_{xol} = & \frac{1}{2}V_{DC}^*I_{xoDC} + \frac{1}{2}V_{DC}^*I_{opAC}\cos(\omega t + \theta_x + \alpha_p) \\ & + \frac{1}{2}V_{DC}^*I_{onAC}\cos(\omega t - \theta_x + \alpha_n) + V_{AC}I_{xoDC}\sin(\omega t + \theta_x) \\ & + V_{AC}I_{opAC}\sin(\omega t + \theta_x)\cos(\omega t + \theta_x + \alpha_p) \\ & + V_{AC}I_{onAC}\sin(\omega t + \theta_x)\cos(\omega t - \theta_x + \alpha_n) \\ & + \frac{1}{3}V_{xoDC}I_{DC} + \frac{1}{3}V_{opAC}I_{DC}\sin(\omega t + \theta_x + \alpha_p) \\ & + \frac{1}{3}V_{onAC}I_{DC}\sin(\omega t - \theta_x + \alpha_n) - \frac{1}{3}V_{oZero}I_{DC} \\ & + \frac{1}{2}V_{xoDC}I_{AC}\sin(\omega t + \theta_x + \varphi) - \frac{1}{2}V_{oZero}I_{AC}\sin(\omega t + \theta_x + \varphi) \\ & + \frac{1}{2}V_{opAC}I_{AC}\sin(\omega t + \theta_x + \varphi)\sin(\omega t + \theta_x + \alpha_p) \\ & + \frac{1}{2}V_{onAC}I_{AC}\sin(\omega t + \theta_x + \varphi)\sin(\omega t - \theta_x + \alpha_n) + V_{xol}^*I_{xo} \end{aligned} \quad (2.30)$$

Upper/Lower Arm의 순환 전류와 내부 전압에 의한 전력의 크기 중 직류 성분만을 정리하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
P_{xou,DC} = & \frac{1}{2}V_{DC}^*I_{xoDC} + \frac{1}{3}V_{xoDC}I_{DC} + \frac{1}{3}V_{oZero}I_{DC} \\
& + \frac{1}{2}V_{AC}I_{opAC}\sin(\alpha_p) - \frac{1}{4}V_{opAC}I_{AC}\cos(-\varphi + \alpha_p) \\
& + \frac{1}{2}V_{AC}I_{onAC}\sin(-2\theta_x + \alpha_n) - \frac{1}{4}V_{onAC}I_{AC}\cos(-2\theta_x - \varphi + \alpha_n)
\end{aligned} \tag{2.31}$$

$$\begin{aligned}
P_{xol,DC} = & \frac{1}{2}V_{DC}^*I_{xoDC} + \frac{1}{3}V_{xoDC}I_{DC} - \frac{1}{3}V_{oZero}I_{DC} \\
& - \frac{1}{2}V_{AC}I_{opAC}\sin(\alpha_p) - \frac{1}{2}V_{AC}I_{onAC}\sin(-2\theta_x + \alpha_n) \\
& + \frac{1}{4}V_{opAC}I_{AC}\cos(-\varphi + \alpha_p) + \frac{1}{4}V_{onAC}I_{AC}\cos(-2\theta_x - \varphi + \alpha_n)
\end{aligned} \tag{2.32}$$

위 내부 전압과 순환 전류에 의한 각 Arm의 전력 변화량을 내부 전압의 직류 성분, 정상분 성분, 역상분 성분, 영상분 성분으로 구분하면 다음과 같다.

$$P_{xou,DCbyDC} = \frac{1}{2}V_{DC}^*I_{xoDC} + \frac{1}{3}V_{xoDC}I_{DC} \tag{2.33}$$

$$P_{xol,DCbyDC} = \frac{1}{2}V_{DC}^*I_{xoDC} + \frac{1}{3}V_{xoDC}I_{DC} \tag{2.34}$$

$$P_{xou,DCbyPos} = \frac{1}{2}V_{AC}I_{opAC}\sin(\alpha_p) - \frac{1}{4}V_{opAC}I_{AC}\cos(-\varphi + \alpha_p) \tag{2.35}$$

$$P_{xol,DCbyPos} = -\frac{1}{2}V_{AC}I_{opAC}\sin(\alpha_p) + \frac{1}{4}V_{opAC}I_{AC}\cos(-\varphi + \alpha_p) \tag{2.36}$$

$$P_{xou,DCbyNeg} = \frac{1}{2}V_{AC}I_{onAC}\sin(-2\theta_x + \alpha_n) - \frac{1}{4}V_{onAC}I_{AC}\cos(-2\theta_x - \varphi + \alpha_n) \tag{2.37}$$

$$P_{xol,DCbyNeg} = -\frac{1}{2}V_{AC}I_{onAC}\sin(-2\theta_x + \alpha_n) + \frac{1}{4}V_{onAC}I_{AC}\cos(-2\theta_x - \varphi + \alpha_n) \tag{2.38}$$

$$P_{xou,DCbyZero} = \frac{1}{3}V_{oZero}I_{DC} \tag{2.39}$$

$$P_{xol,DCbyZero} = -\frac{1}{3}V_{oZero}I_{DC} \quad (2.40)$$

내부 전압을 순환 전류로 치환하여 각 성분을 다시 표현할 수 있다.

$$P_{xou,DCbyDC} = \left(\frac{1}{2}V_{DC}^* - \frac{2}{3}R_{ARM}I_{DC} \right) I_{xoDC} \quad (2.41)$$

$$P_{xol,DCbyDC} = \left(\frac{1}{2}V_{DC}^* - \frac{2}{3}R_{ARM}I_{DC} \right) I_{xoDC} \quad (2.42)$$

$$P_{xou,DCbyPos} = \left(\frac{1}{2}V_{AC}\sin(\alpha_p) + \frac{1}{2}\omega L_{ARM}I_{AC}\cos(-\varphi + \alpha_p) \right) I_{opAC} \quad (2.43)$$

$$P_{xol,DCbyPos} = -\left(\frac{1}{2}V_{AC}\sin(\alpha_p) + \frac{1}{2}\omega L_{ARM}I_{AC}\cos(-\varphi + \alpha_p) \right) I_{opAC} \quad (2.44)$$

$$P_{xou,DCbyNeg} = \frac{1}{2}(V_{AC}\sin(-2\theta_x + \alpha_n) + \omega L_{ARM}I_{AC}\cos(-2\theta_x - \varphi + \alpha_n))I_{onAC} \quad (2.45)$$

$$P_{xol,DCbyNeg} = -\frac{1}{2}(V_{AC}\sin(-2\theta_x + \alpha_n) + \omega L_{ARM}I_{AC}\cos(-2\theta_x - \varphi + \alpha_n))I_{onAC} \quad (2.46)$$

MMC가 적용되는 송전 시스템은 고전압 저전류 시스템이다. 따라서, 다음과 직류단 전압과 교류단 전압의 크기는 직류단 전류와 교류단 전류가 MMC의 내부 임피던스에 발생시키는 전압보다 상당히 크다. 따라서 다음과 같은 가정이 가능하다.

$$V_{DC}^* \gg \frac{4}{3}R_{ARM}I_{DC} \quad (2.47)$$

$$V_{AC} \gg \omega L_{ARM}I_{AC} \quad (2.48)$$

위 가정에 의하여, 각 Arm의 전력은 순환 전류에 의한 식으로 표현이 가능하며, 다음과 같이 정리할 수 있다.

$$P_{xou,DCbyDC} = \frac{1}{2}V_{DC}^*I_{xoDC} \quad (2.49)$$

$$P_{xol,DCbyDC} = \frac{1}{2}V_{DC}^*I_{xoDC} \quad (2.50)$$

$$P_{xou,DCbyPos} = \frac{1}{2}V_{AC}\sin(\alpha_p)I_{opAC} \quad (2.51)$$

$$P_{xol,DCbyPos} = -\frac{1}{2}V_{AC}\sin(\alpha_p)I_{opAC} \quad (2.52)$$

$$P_{xou,DCbyNeg} = \frac{1}{2}V_{AC}\sin(-2\theta_x + \alpha_n)I_{onAC} \quad (2.53)$$

$$P_{xol,DCbyNeg} = -\frac{1}{2}V_{AC}\sin(-2\theta_x + \alpha_n)I_{onAC} \quad (2.54)$$

순환 전류의 직류 성분은 각 Leg 간의 전력을 서로 제어할 수 있으므로, Leg 간의 에너지 불평형을 제어할 수 있다. 순환 전류의 정상분은 Upper Arm의 전체 전력의 합과 Lower Arm의 전체 전력의 합을 서로 제어할 수 있다. 따라서, Upper Arm의 에너지 합과 Lower Arm의 에너지 합의 차이를 균형 제어할 수 있다. 순환 전류의 역상분은 Upper Arm의 전력과 Lower Arm의 전력의 차이를 제어할 수 있는데, 이 때 각 Leg를 다르게 제어할 수 있다. 따라서, 순환 전류의 역상분은 각 Leg의 Upper Arm과 Lower Arm간의 에너지 차이를 균형 제어할 수 있다[28].

MMC를 통해 교류단과 직류단의 전력을 교환하기 위해서는 직류단 전류 제

어와 교류단 전류 제어가 필요하다. MMC에 주어지는 지령이 직류단 전력 지령일 때, 직류단 전력 지령은 직류단 전류 지령으로 간단히 계산될 수 있다.

$$I_{DC}^* = \frac{P_{DC}^*}{V_{DCnorm}} \quad (2.55)$$

직류단 전류는 그림 2-24와 같이 간단한 비례 적분(Proportional-Integral: PI) 제어기로 제어될 수 있다. 직류단 전류 제어기의 출력은 MMC의 직류단 출력 전압이다.

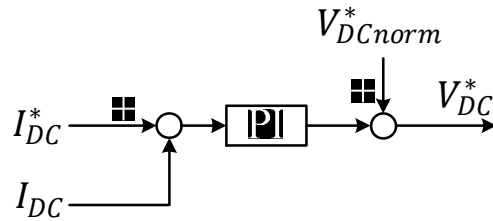


그림 2-24 MMC의 직류단 전류 제어기.

MMC에서 직류단으로 전달한 전력을 교류단에서 받기 위해서는 교류단 전력 지령이 계산되어야 한다. 직류단 전력은 MMC의 모듈 캐패시터에 저장된 에너지에서부터 직류단으로 전달되는데, MMC의 정상 운전을 위해서는 MMC의 모듈 캐패시터 에너지를 정격값으로 유지해야 한다. 따라서 교류단 전력 지령은 MMC의 모듈 캐패시터의 에너지 총량을 일정하게 유지하는 구조의 제어기를 통해 구현할 수 있다. MMC의 모듈 캐패시터의 에너지 총량을 정격값으로 유지하기 위해 그림 2-25에 나타낸 비례 적분 제어기를 사용할 수 있다.

며, 비례 적분 제어기의 출력은 교류단 전력 지령이 된다. 제어 시스템의 동기 좌표계를 교류단 계통 전압이 q축에 존재한다고 한다면, 교류단 전력 지령은 교류단의 동기 좌표계의 q축 전류 지령으로 계산되며, 동기 좌표계의 d축 전류 지령은 상위 제어기에서 결정하는 역률에 의해 결정된다.

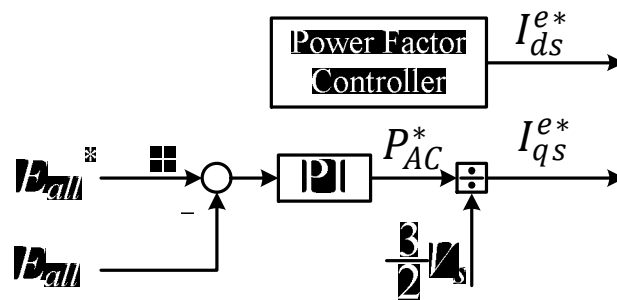


그림 2-25 MMC의 교류단 전력 제어기.

MMC의 정상 운전을 위해서는 각 Arm의 캐패시터 에너지가 균형을 이루어야 한다. 각 Arm의 캐패시터 에너지의 균형을 위해서 순환 전류를 이용할 수 있다.

Upper Arm 3개의 캐패시터 에너지 합과 Lower Arm 3개의 캐패시터 에너지 합을 균형 제어하기 위해서는 그림 2-26에서 보인 바와 같이 순환 전류의 정상분을 이용한다. 순환 전류의 정상분은 교류단의 전압과 연관되어 Upper Arm 전체의 전력과 Lower Arm 전체의 전력의 차이를 제어할 수 있다.

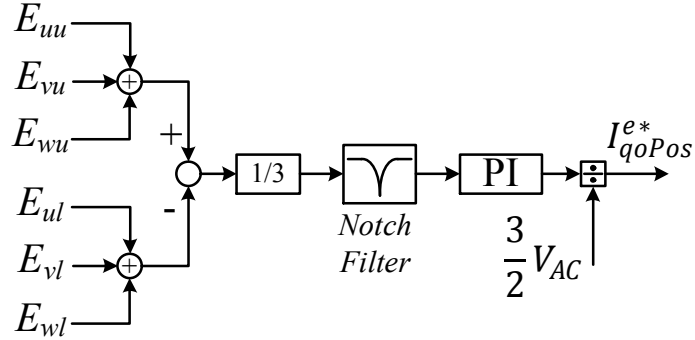


그림 2-26 MMC의 상Arm과 하Arm의 캐패시터 에너지 균형 제어기.

각 Leg의 캐패시터 에너지간의 균형 제어를 위해서는 그림 2-27에 나타낸 것과 같이 순환 전류의 직류 성분을 이용할 수 있다. 각 Leg의 Upper Arm과 Lower Arm에 공통으로 흐르는 순환 전류의 직류 성분은 3개의 Leg에 차등하게 흐르기 때문에 각 Leg에 유입되는 전력을 다르게 제어할 수 있다. 따라서, 각 Leg의 캐패시터 에너지의 균형 제어를 할 수 있다.

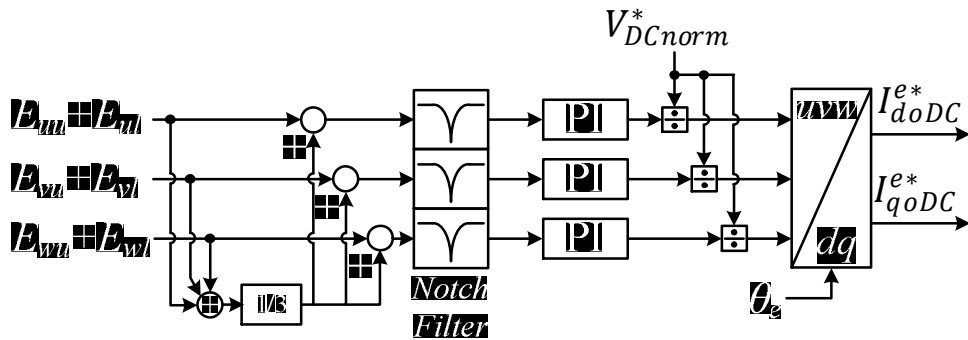


그림 2-27 MMC의 Leg간 캐패시터 에너지 균형 제어기.

마지막으로, 한 Leg에서의 Upper Arm과 Lower Arm의 캐패시터 에너지 차이

를 제어하기 위해서는 그림 2-28에 보인 바와 같이 순환 전류의 역상분을 이
용할 수 있다.

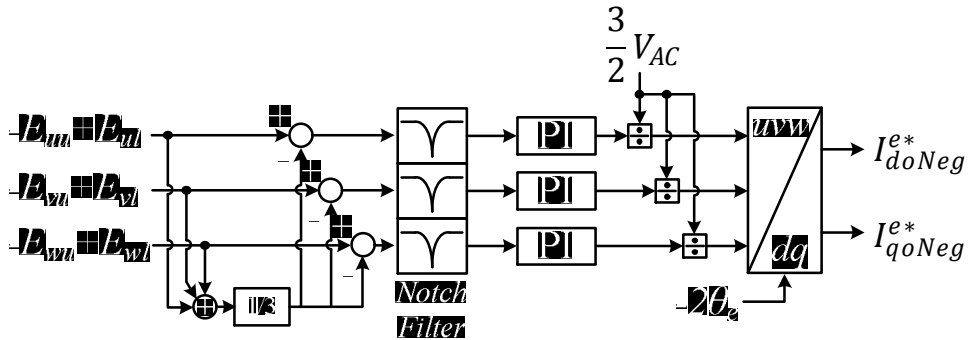


그림 2-28 각 Leg의 상,하Arm 캐패시터 에너지 균형 제어기.

MMC 내부 캐패시터의 에너지를 균형 제어하기 위한 순환 전류의 직류 성
분, 정상분, 역상분의 지령을 3개의 제어기를 통해 얻을 수 있고, 이를 통해
그림 2-29에 표현된 것과 같이 순환 전류 지령을 계산할 수 있다.

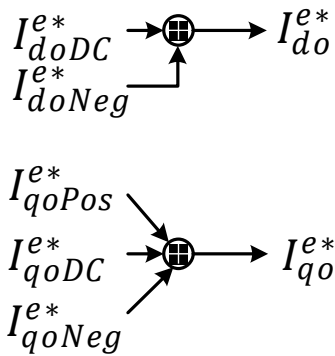


그림 2-29 순환 전류 지령 계산.

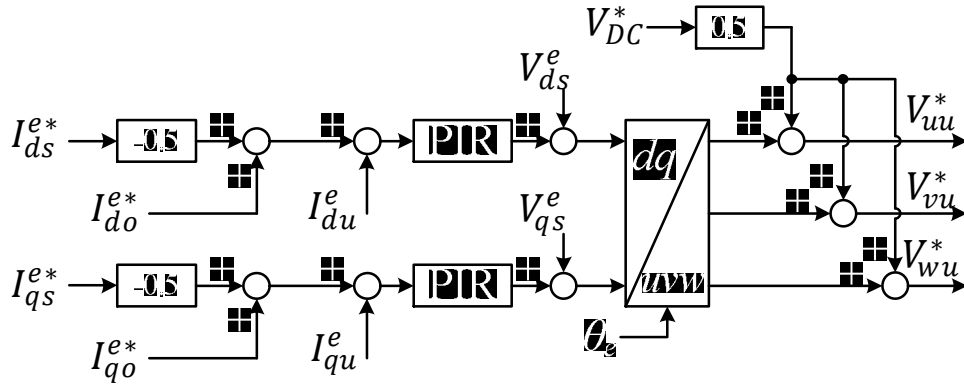


그림 2-30 MMC의 Upper Set 전류 제어기.

순환 전류 지령은 교류단 전류 지령과 더해져서 그림 2-30에 보인 바와 같이 Upper Set와 교류단으로 연결되는 3상 컨버터와 그림 2-31에 나타낸 것과 같이 Lower Set와 교류단으로 연결되는 3상 컨버터에서 각각 제어될 수 있다.

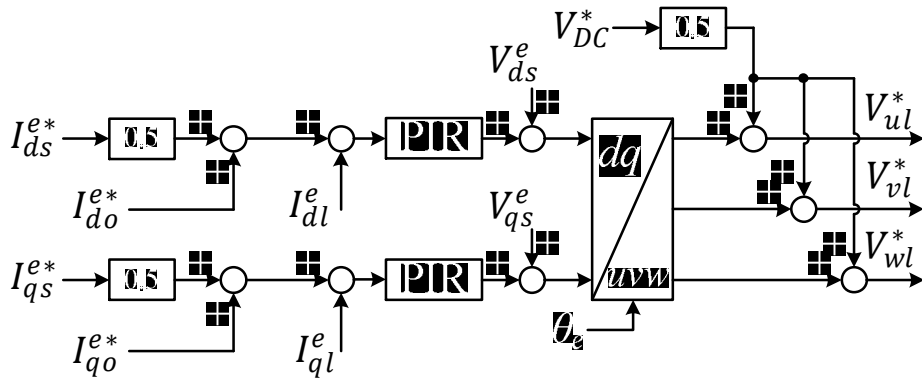


그림 2-31 MMC의 Lower Set 전류 제어기.

Upper Set과 Lower Set의 전류 지령은 교류단 전류 지령과 순환 전류의 지령을 합한 것이다. 직류단 전류는 직류단 전류 제어기를 통해 직류단 전압을 가

변함으로써 제어되기 때문에, 직류단 전류 지령은 포함되지 않는다. 따라서, Upper Set 전류 제어기와 Lower Set 전류 제어기는 직류단 전류에 영향을 미쳐서는 않된다. 이를 위해서는 Upper Set의 전류 제어기와 Lower Set의 전류 제어기가 3상 전류를 제어할 때, Clarke transformation을 통한 α/β 좌표계에서 제어되거나 Park transformation을 통한 d/q 좌표계에서 제어해야 한다. 3상 전류를 각각 제어할 경우에는 각 상의 전류 지령에 직류단 전류 지령이 고려되어야 한다.

2.2.2. 직류 차단기

직류단 인덕터를 사용하는 LCC-HVDC는 직류단 단락 사고 발생시 점호각(Firing Angle)을 제어하여 직류단 사고로부터 교류 계통 및 컨버터를 보호한다. 지금까지의 대부분 LCC-HVDC는 지점간 전력 송전의 기능을 수행했기 때문에 직류단 단락 사고 발생시 점호각을 제어하여 직류단 사고 전류의 증가를 막고, 직류단의 전력 전송을 중단한다.

VSC-HVDC의 경우, 직류단 단락 사고 발생시 교류단에 연결되어 있는 차단기를 사용하여 사고가 발생한 직류단과 교류단을 분리한다. 이 과정에서 교류 차단기의 차단 시간인 3-5cycle 동안 사고 전류가 증가하게 된다. 따라서, 사고 전류에 대해서 VSC-HVDC가 손상을 입지 않도록 대책을 강구해야 한다.

지점간 HVDC 시스템은 직류단 단락 사고 발생시, 직류단 회로에 걸리는 직류단 전압을 0으로 인가하여 직류단 사고가 교류 계통이나 컨버터에 영향을 미치지 않도록 하는 전략을 취하는 것이 일반적이다. 반면, 복수의 직류단을 갖는 Multi-Terminal HVDC 시스템에서 특정 직류단에 발생한 단락 사고는 발

생한 직류단에 연결된 교류/직류 컨버터뿐만 아니라 다른 직류단에도 그 영향이 전달되지 않도록 해야 한다. 따라서 단락 사고가 발생한 직류단에 연결된 교류/직류 컨버터를 통해 단락 사고의 영향을 제한하는 것은 발생한 직류단 단락 사고의 영향이 전체 직류단으로 확산되는 것을 막을 수 없다.

직류단 단락 사고의 확산을 막는 방법으로 직류 차단기를 사용할 수 있다. 직류단 회로와 연결된 직류 차단기는 Point-to-Point HVDC 시스템뿐만 아니라 Multi-Terminal HVDC 시스템에 필수적이다. Point-to-Point HVDC 시스템에서 직류 차단기는 교류/직류 컨버터를 단락 사고가 발생한 직류단으로부터 분리함으로써 교류/직류 컨버터는 정상적으로 동작할 수 있게 한다. 따라서, 교류/직류 컨버터는 직류단으로 전력을 전달할 수 없지만, 교류 계통의 전력 품질을 위한 유연 송전 시스템(Flexible AC Transmission System: FACTS)으로 사용될 수 있다[30]. Multi-Terminal HVDC 시스템에서 직류 차단기는 그 효율성이 더 크다. 단락 사고가 발생한 직류 회로와 연결된 교류/직류 컨버터를 분리할 수 있을 뿐만 아니라, 다른 직류 회로를 사고 발생 직류단과 분리함으로써 직류단 단락 사고에 대해서 Multi-Terminal HVDC 시스템의 운용을 극대화할 수 있다.

직류 차단기는 다음과 같이 세 가지 형태로 구분할 수 있다[31].

- 기계식 직류 차단기(Mechanical DC Circuit Breaker)
- 반도체 직류 차단기(Solid-State DC Circuit Breaker)
- 하이브리드 직류 차단기(Hybrid DC Circuit Breaker).

(1) 기계식 직류 차단기

기계식 직류 차단기는 기존 기계식 교류 차단기와는 달리 차단 운전시 영전

류가 발생하지 않는 조건에서 동작해야 한다. 그러나 송전 시스템의 고전압 조건에서 기계 스위치로 고전류를 차단하는 것은 아크의 발생으로 불가능하다. 기존 발표되었던 기계식 직류 차단기는 공진을 이용한 역전류를 발생시켜 역전류를 만드는 전기 회로와 기존 교류 차단기가 병합된 구조를 갖는다 [32, 33]. 기본 원리는 차단하려는 직류단 계통에 역전압을 인가하여 기계식 직류 차단기에 흐르는 전류를 순간적으로 영으로 만드는 것이다. 역전압을 만들어 주는 방법에 따라 여러 가지 변형된 회로가 제안되었다. 그러나 차단 시간으로 수십ms이 소요되고, 역전류를 발생시키기 위해 인가하는 역전압의 크기가 직류단 전압 정격에 비해 상당히 크다는 점에서 직류 송전 시스템에의 적용 가능성이 제한된다 [31]. 그림 2-32은 기계식 직류 차단기의 기본 구조를 나타낸다. 기계식 차단기가 사고 전류를 차단할 때, 직류단 계통에 존재하는 에너지를 소모하기 위한 에너지 소모 기능을 가지고 있다.

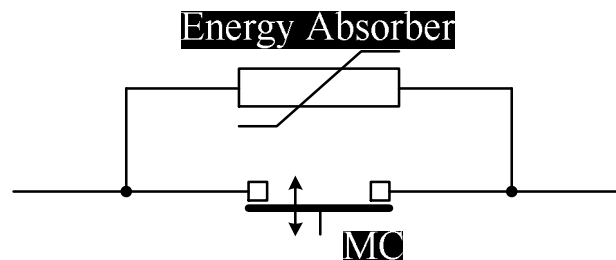


그림 2-32 기계식 직류 차단기의 기본 구조.

(2) 반도체 직류 차단기

반도체 직류 차단기에는 기계적으로 움직이는 방식으로 전류를 차단하지 않기 때문에, 기본적으로 아크가 발생하지 않는다[34]. 그러나, 그림 2-33과 같이

아크가 발생하지 않는 대신, 기계식 차단기에서 아크로 인해 소모되었던 직류 단 인덕턴스의 에너지를 별도로 소모할 수 있는 에너지 소모 기능을 추가해야 한다.

반도체 차단기에 사용되는 반도체 스위칭 소자로는 싸이리스터(Thyristor), Gate turn-off thyristor(GTO), Integrated Gate Commutated Thyristor (IGCT), Insulated Gate Bipolar Transistor (IGBT) 등 대용량 전류가 흐를 수 있는 다양한 종류의 전력용 반도체의 사용이 가능하다. 싸이리스터와 같이 Turn-on은 능동적으로 할 수 있지만, 흐르는 전류가 0으로 되어야 수동적으로 Turn-off가 되는 반도체 스위칭 소자는 직류 전류를 순간적으로 영으로 만들어 줄 수동 회로가 추가로 필요하다. 반면, 반도체를 Turn-off할 수 있는 GTO, IGCT, IGBT 등의 반도체 스위칭 소자는 추가적인 수동 소자 회로 없이 에너지 소모 경로만으로 구현이 가능하다.

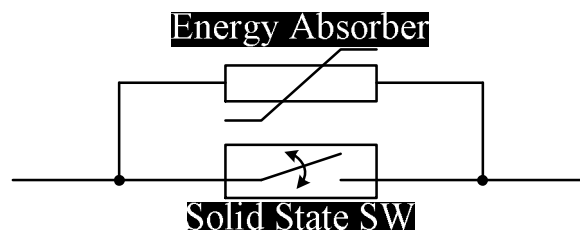


그림 2-33 반도체 직류 차단기의 기본 구조.

반도체 직류 차단기는 기계식 직류 차단기에 비해 도통 손실이 매우 크다는 단점을 가지고 있다. 높은 정격 전압의 시스템에 적용하기 위해서는 전압 정격이 상대적으로 낮은 반도체 스위칭 소자를 직렬로 연결하여 동작시켜야 하

는데, 이 경우 스위치의 On/Off 동작시 전압이 모든 스위치에 균등하게 배분되는 균압 회로가 필요하며 이와 관련된 반도체 스위치 운용 기술이 필요하다 [35-37]. 따라서 기계식 직류 차단기에 비해 가격이 매우 높다.

(3) 하이브리드 직류 차단기

하이브리드 직류 차단기는 그림 2.34에 보인 바와 같이 도통 손실이 매우 작은 기계식 차단기와 아크 발생 없이 매우 빠르게 전류를 차단할 수 있는 반도체 차단기를 혼합한 구조이다[38]. 하이브리드 직류 차단기는 크게 도통 전류가 흐르는 기계식 차단기 경로, 반도체 차단기 경로, 그리고 직류 계통의 인덕턴스가 가지고 있는 에너지를 소모하는 경로로 구성되며, 전류 차단 원리는 다음과 같다[34]. 차단기의 도통 동작에서는 직류 전류가 기계식 차단기를 통해 흐른다. 반도체 차단기가 도통 상태에 있지만, 기계적 차단기의 상대적으로 작은 임피던스로 인해 직류 전류는 기계적 차단기를 통해 흐른다. 따라서, 차단기의 도통 동작에서 일반적인 기계식 차단기의 낮은 손실 특성을 유지할 수 있다. 차단 동작에서 기계식 스위치를 차단할 경우, 일반적인 기계식 직류 차단기에 발생하는 아크가 동일하게 존재하며 이로 인하여 실제적인 전류 차단이 불가능하다. 하지만, 하이브리드 직류 차단기의 반도체 차단기는 도통 상태에 있으므로, 기계식 차단기에서 발생하는 전위차가 도통 상태의 반도체 차단기의 전압보다 크게 되면 직류 전류는 반도체 차단기를 통해 흐르게 되고, 기계식 차단기는 아크 발생 없이 차단될 수 있다. 기계식 차단기의 차단 동작이 완전히 끝나서 직류단 정격 전압에 의해 아크가 발행하지 않게 되면, 반도체 차단기를 차단하여 양 직류단을 완전히 분리한다. 이때, 직류단 인덕턴스가 가

지고 있는 에너지를 하이브리드 차단기가 소모해야 하는데, 이를 위해서 에너지 흡수 경로가 필요하다. 일반적으로 에너지 흡수 경로는 비선형 저항 부하인 바리스터(Varistor)가 쓰일 수 있다.

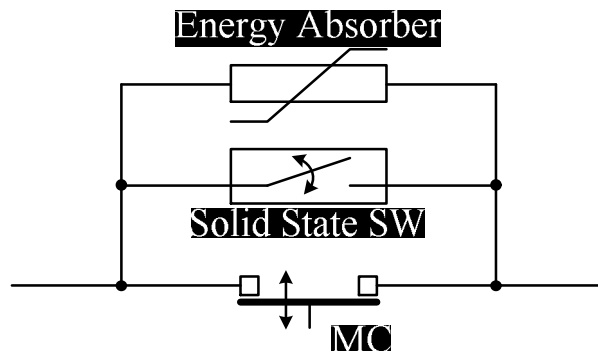


그림 2-34 하이브리드 직류 차단기의 기본 구조.

하이브리드 직류 차단기의 가장 큰 고려사항은 기계식 차단기의 차단 시간이다. 기계식 차단기의 차단 시간 동안 아크가 발생하지 않도록 직류 전류는 반도체 스위치 경로를 통해 흐르게 되고, 기계식 차단기가 아크가 발생하지 않을 정도로 충분히 열렸을 때에 반도체 스위치가 차단 동작을 하여 양 직류단을 분리하게 된다. 따라서, 기계식 차단기가 차단되는 시간 동안은 반도체 스위치가 양 직류단에 도통 경로를 제공한다. 결국, 직류단 단락 사고가 발생한 경우에는 기계식 차단기의 차단 동작 시간 동안에 직류단 전류는 급속히 증가하게 된다. 증가된 전류는 반도체 스위치를 소손시킬 수 있기 때문에 사고시 최대 전류는 하이브리드 직류 차단기의 설계에 매우 중요한 요소이다. 증가된 전류의 최대 크기는 사고가 발생한 직류단 임피던스와 기계식 차단기

의 차단 시간에 의해 결정된다.

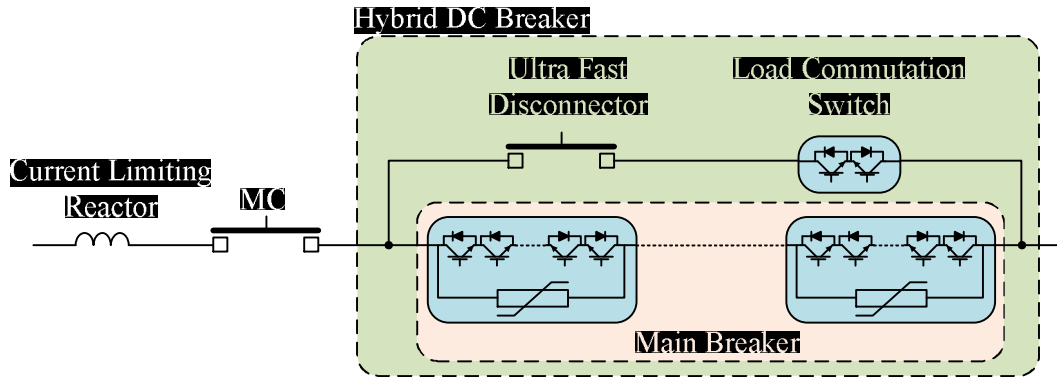


그림 2-35 하이브리드 직류 차단기의 예 1[14].

ABB社에서는 그림 2-35와 같이 직렬 연결된 IGBT를 이용한 하이브리드 직류 차단기를 개발하여 제안하였다. 제안된 하이브리드 직류 차단기는 정상 동작 시에 기계식 차단기(Ultra Fast Disconnecter)와 보조 반도체 스위치(Load Commutation Switch)를 통해 전류가 흐른다. 보조 반도체 스위치는 주 반도체 스위치(Main Breaker)와 같은 구조를 갖고 있지만, 약 5% 정도의 차단 능력을 가지고 있다. 주 반도체 스위치의 IGBT가 모두 도통 상태라 할지라도, 기계식 차단기와 보조 반도체 스위치의 임피던스가 매우 작기때문에, 도통 조건에서 직류 전류는 기계식 차단기와 보조 반도체 스위치를 통해 흐른다. 차단 동작 시, 먼저 보조 반도체 스위치를 Turn-off시키면 기계식 스위치로 흐르던 직류 전류는 반도체 스위치로 이루어진 주 반도체 스위치를 통해 우회해서 흐르게 된다. 이 시간동안, 기계식 차단기를 통해 전류가 흐르지 않는 상태에서 기계식 스위치를 차단한다. 전류가 흐르지 않기 때문에 기계식 차단기에서 아크가

발생하지 않는다. 기계식 차단기가 완전히 차단된 후에 주 반도체 스위치를 Turn-off하면 양측 직류단은 분리된다.

정상 동작 중에 주 직류 전류는 기계식 차단기와 매우 작은 용량의 보조 반도체 스위치를 통해 흐르기 때문에 반도체 직류 차단기에 비해 정상 동작의 도통 손실은 매우 작다. 그림 2-36에 그림 2-35의 차단기 동작 시 직류 전류의 흐름을 표시하였다.

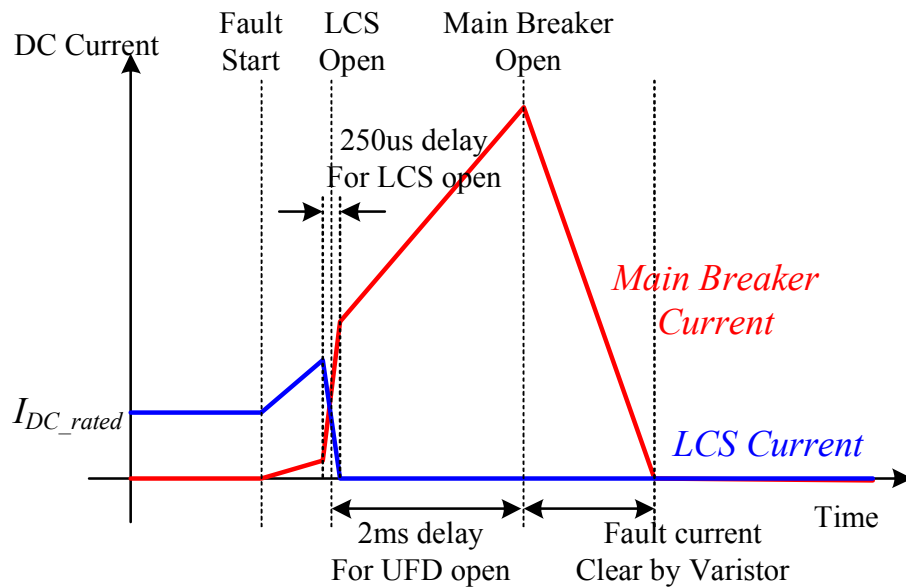


그림 2-36 하이브리드 직류 차단기의 직류단 사고시 전류 파형[14].

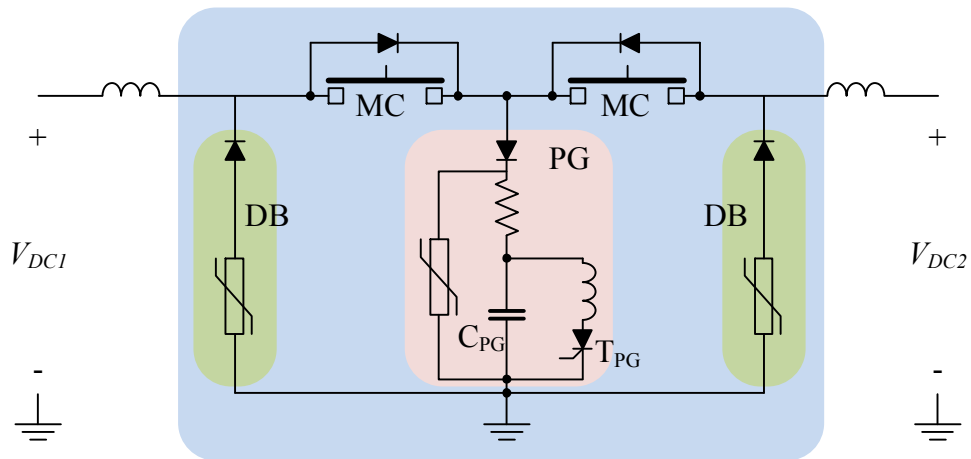


그림 2-37 하이브리드 직류 차단기의 예 2[39].

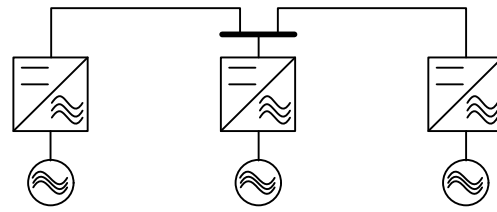
독일 Marquardt 교수의 연구그룹에서 발표한 그림 2-37의 하이브리드 직류 차단기는 싸이리스터와 수동 소자를 이용해서 기계식 차단기의 전류를 순시적으로 0으로 만들어서 기계식 차단기를 차단시키는 원리를 이용한다. 정상 동작 시, 기계식 차단기를 통해 전류가 흐른다. 차단 동작 시에는 기계식 차단기를 먼저 차단한다. 직류 전류에 의해 기계식 차단기에 아크가 발생하고, 이때 Pulse Generator(PG)의 싸이리스터를 Turn-on시킨다. PG의 캐패시터 전압이 역전되고, 역전된 전압에 의해서 싸이리스터가 Turn-off된다. PG의 캐패시터에 흐르던 전류는 Damping Branch(DB)를 통해 기계식 차단기로 흐르게 되고, 기계식 차단기에 흐르는 전류를 영으로 만들어 아크가 소호된다.

2.2.3. 직류 전력 제어 시스템(DCTC)

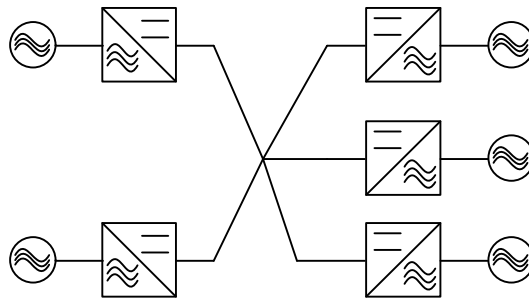
직류 송전 시스템에서 전력 제어는 무효 전력을 고려해야 하는 교류송전 시스템에서의 전력 제어보다 제어 대상이 간단하다. 직류 송전 시스템에서 전력 제어는 송전 시스템의 각 전력선을 통해 전달되는 유효 전력만을 고려하게 되며, 유효 전력은 각 전력선에 흐르는 직류 전류에 비례한다. 직류단에 흐르는 직류 전류는 직류단 양 단의 전압에 의해서 결정되므로, 직류 송전 시스템의 전력은 각 터미널의 직류단 전압을 가변함으로 제어가 가능하다.

앞에서 언급하고 그림 2-38에 표현한 것처럼, 직류단 송전 시스템은 크게 단선 구조(Single Line Configuration), 방사형 구조(Radial Configuration), 환형 루프 구조(Mesh Configuration)로 구분할 수 있다. 단선 구조는 가장 간단한 구조로 지점간 전력 전송 시스템이 그 대표적인 예이다. 방사형 구조는 모든 터미널이 하나의 직류단에 연결된 구조이다. 환형 루프 구조는 다른 구조에 비하여 복잡하지만, 직류단 사고에 대하여 각 터미널에 보다 안정적인 전력을 공급할 수 있다는 장점이 있다.

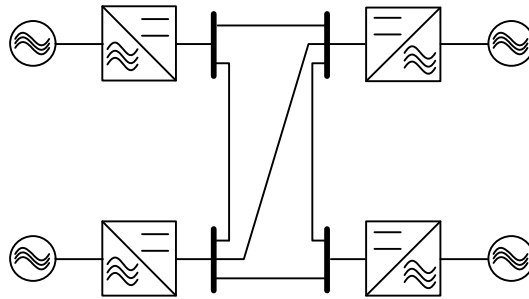
구조에 따른 직류단의 전력 제어를 살펴보기 위해 각 직류 송전 시스템의 구조를 그림 2-39처럼 각 전력선의 임피던스를 고려하여 보다 간단히 표현할 수 있다.



(a)



(b)



(c)

그림 2-38 직류 송전 시스템의 구조.

(a) 단선 구조. (b) 방사형 구조. (c) 환형 루프 구조.

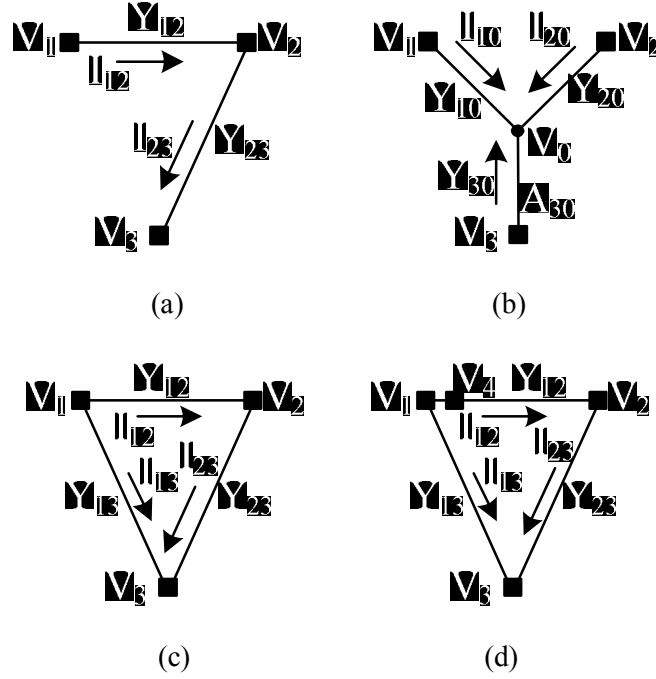


그림 2-39 전력선 임피던스를 고려한 직류 송전 시스템의 구조.

(a) 단선 구조. (b) 방사형 구조. (c) 환형 루프 구조. (d) 직류 전력 시스템을 포함한 환형 루프 구조.

단선 구조에서 전력 제어는 각 전력선에 흐르는 직류 전류를 제어함으로써 구현할 수 있다. 각 전력선에 흐르는 전류는 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{bmatrix} I_{12} \\ I_{23} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{12} & -Y_{12} & 0 \\ 0 & Y_{23} & -Y_{23} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{bmatrix} \quad (2.56)$$

따라서, 3개 터미널 전압을 제어함으로써 각 전력선의 전류를 서로 독립적으로 제어할 수 있다.

방사형 구조에서 각 전력선의 직류 전류는 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{bmatrix} I_{10} \\ I_{20} \\ I_{30} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{10} & 0 & 0 & -Y_{10} \\ 0 & Y_{20} & 0 & -Y_{20} \\ 0 & 0 & Y_{30} & -Y_{30} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \\ V_0 \end{bmatrix} \quad (2.57)$$

1개의 공통 전위는 다른 3개의 터미널 전압과 전력선의 임피던스에 의해서 결정되며, 결정된 공통 전위에 대해서 각 터미널 전압은 터미널이 연결된 전력선의 직류 전류를 제어할 수 있다. 따라서, 각 전력선의 전류를 다른 전력선의 전류와 무관하게 제어할 수 있다.

환형 루프 구조에서 각 전력선의 직류 전류는 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{bmatrix} I_{12} \\ I_{13} \\ I_{23} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{12} & -Y_{12} & 0 \\ Y_{13} & 0 & -Y_{13} \\ 0 & Y_{23} & -Y_{23} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{bmatrix} \quad (2.58)$$

환형 루프 구조에서 각 전력선의 전류를 표현하기 위한 임피던스 행렬은 역행렬이 존재하지 않는다. 즉, 각 전력선의 전류에 대한 터미널 전압이 결정될 수 없다. 이는 전체 구조에서 각 직류단 전류를 자유롭게 제어할 수 없다는 의미이다. 이를 해결하기 위해서 직류 전력 제어 시스템(DCTC)이 필요하다. 예로 사용한 직류 전력 제어 시스템을 포함한 환형 루프 구조에서 직류단 전류는 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{bmatrix} I_{12} \\ I_{13} \\ I_{23} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -Y_{12} & 0 & Y_{12} \\ Y_{13} & 0 & -Y_{13} & 0 \\ 0 & Y_{23} & -Y_{23} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \\ V_4 \end{bmatrix} \quad (2.59)$$

직류 전력 제어 시스템이 터미널 전압의 자유도를 추가함으로써, 각 직류단 전력선에 흐르는 직류 전류를 서로 독립적으로 제어할 수 있게 된다.

직류 전력 제어 시스템은 전력선에 연결된 직류단 전압의 자유도를 증가시키는 역할을 한다. 따라서, 직류 전력 제어 시스템은 직류단 전압을 가변할 수 있는 컨버터로 구현할 수 있다. 교류 송전 시스템에서 유연 송전 시스템이 역할과 사용하는 수동 소자 등에 따라 다양한 종류를 가지고 있는 것과는 다르게, 직류 송전 시스템에서 직류 전력 제어 시스템은 직류단 전압을 어떻게 가변하느냐에 따라 병렬 연결 구조(Shunt connected DCTC)와 직렬 연결 구조(Series connected DCTC)로 구분된다.

그림 2-40에 보인 병렬 연결 구조의 직류 전력 제어 시스템은 또 다른 직류단 전압을 임의로 만들어 주는 컨버터이다. 따라서, 직류/직류 컨버터를 사용하여 구현할 수 있다. 직류/직류 컨버터를 사용함으로써, 양 단에 연결되는 직류단을 완전히 분리할 수 있다. 하지만, 직류단을 통해 전달되는 전력이 직류/직류 컨버터를 통해 전달되어야 하므로 추가적인 손실이 크다. 뿐만 아니라 직류/직류 컨버터의 용량도 해당하는 직류단을 통해 전달되는 전력으로 설계되어야 하므로 높은 비용이 필요하다.

$$V_{out} = kV_{DC1} \quad (2.60)$$

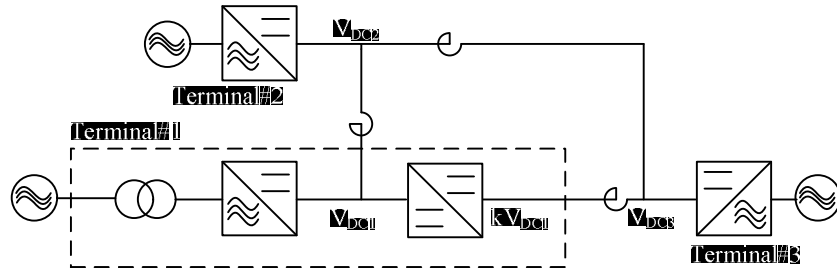


그림 2-40 직류 전력 제어 시스템의 병렬 연결 구조.

그림 2-41에 보인 직렬 연결 직류 전력 제어 시스템은 기존 직류단 전압에 추가적인 전압을 더하거나 빼서 직류단 전압을 제어하는 개념이다. 따라서 전력 제어를 할 수 있을 정도의 직류단 전압을 합성할 수 있는 용량이 필요하다. 흐르는 전력 역시 컨버터의 용량에 비례하므로, 병렬 연결 직류 전력 제어 시스템에 비하여 손실이 매우 작다. 직렬 연결 직류 전력 제어 시스템은 직류단에 인가하는 직류 전압에 의해서 발생하는 전력을 컨버터에서 순환시켜야 한다. 직류단에서 발생하는 전력을 다시 직류단으로 인가할 수도 있고, 교류단으로 인가할 수도 있다. 그 형태에 따라 직류/직류 컨버터 혹은 교류/직류 컨버터의 형태로 구현될 수 있다. 직류 연결 구조에서 컨버터의 직류 전압은 직류단 전압에 비하여 수%의 작은 크기이므로, 직류/직류 컨버터로 연결하기 위해서는 컨버터의 직류단과 연결하기 위한 전압 정격이 너무 크게 된다. 반면, 교류/직류 컨버터로 연결할 경우, 교류단에는 변압기를 통해 컨버터의 교류단 전압 정격을 직류 전압 정격과 비슷하게 유지할 수 있다는 장점이 있다.

$$V_{out} = V_{DC1} + V_{AUX} \quad (2.61)$$

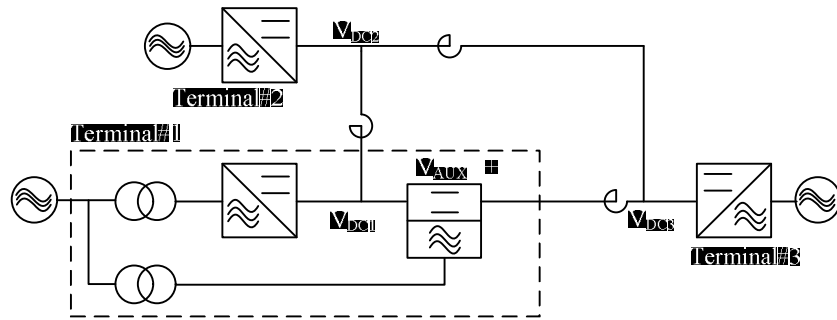


그림 2-41 직류 전력 제어 시스템의 직렬 연결 구조.

지금까지 전력 제어 시스템이 구현된 사례는 없으나, 멀티터미널 직류 송전 시스템의 구축이 가시화되고 있기 때문에 그 필요성은 이미 여러 문헌에서 강조되고 있다. 컨버터의 비용이나 효율을 고려했을 때, 교류/직류 컨버터를 사용하는 직렬 연결 구조의 직류 전력 제어 시스템이 실현 가능성이 높은 것으로 예상된다.

제 3 장 직류 송전 계통을 위한 직류/직류 전력 변환 장치

본 장에서는 직류 송전 계통에 적용 가능한 모듈형 직류/직류 전력 변환 회로에 대해서 제안하고 분석한다. 특히, 서로 다른 직류단 전압을 가지고 있는 직류 송전 선로간의 연결을 위한 직류/직류 전력 변환 회로를 제안한다.

3.1 송전용 직류/직류 전력 변환 장치

직류 송전 시스템의 사용이 확대됨에 따라 고전압 직류/직류 전력 변환 장치에 대한 필요성이 증가하고 있다[1]. 서로 다른 시기에 개발된 직류 송전 계통을 서로 연결할 경우에 각 계통의 직류 전압이 다르기 때문에 직류/직류 전력 변환 장치를 통해 두 개의 직류 송전 계통을 연결해야 한다. 지금까지 송전 시스템에서 직류/직류 변환의 사례는 존재하지 않지만, 배전 시스템 수준의 직류 전압을 송전 시스템 수준의 직류 전압으로 변환해야 하는 필요성은 여러 연구에서 제안되고 있다. 그 대표적인 예는 해상 풍력 발전 단지이다. 일반적으로 현재 활용되는 풍력 발전기에 연결되는 전력 변환 장치는 교류/직류/교류 변환 과정을 거쳐 변압기를 통해 각 풍력 발전기의 전력이 교류 고전압 계통으로 연결된다. 그러나 전력 변환 과정에서의 효율을 높이기 위해 수 많은 풍력 발전기에서 발생하는 전력을 직류단으로 서로 연결하고, 연결된 직류 전압을 고전압의 직류 전압으로 승압하여 육상 계통으로 연결하려는 노력이 진행 중에 있다.

이러한 필요에 대하여 전압형 HVDC 전력 변환 장치를 직류/직류 전력 변환에 이용하려는 시도가 있었다[1]. 전압형 HVDC 전력 변환 장치는 기존 전류형 HVDC 전력 변환 장치와 다르게 전력의 흐름을 전류의 흐름으로 제어한다. 따라서, 수많은 발전 단지 혹은 수송 단지가 혼합하여 존재할 수 있는 일반적인 전력 계통에서 직류 시스템을 도입할 수 있는 가능성이 증가하였으며, 다양한 직류 시스템이 제안되면서 직류/직류 전력 변환의 필요성이 높아지고 있다.

직류/직류 전력 변환이 적용되는 사례에 대해서 Barker 등은 전달되는 전력과 전압 변환율에 따라 다음과 같이 구분하였다[1].

표 3.1. 직류/직류 전력 변환 장치의 분류[1].

| 구분 | 분류 | 조건 |
|---------------|------------------------|--|
| 전력의 크기에 따른 분류 | 고전력 (High Power) | $500\text{MW} < \text{전달 전력}$ |
| | 중전력 (Medium Power) | $50\text{MW} < \text{전달 전력} \leq 500\text{MW}$ |
| | 저전력 (Low Power) | $0\text{MW} < \text{전달 전력} \leq 50\text{MW}$ |
| 전압 변환율에 따른 분류 | 고변환율 (High Ratio) | $5 \leq \frac{V_{dcHigh}}{V_{dcLow}}$ |
| | 중변환율 (Medium Ratio) | $1.5 \leq \frac{V_{dcHigh}}{V_{dcLow}} < 5$ |
| | 저변환율 (Low Ratio) | $\frac{V_{dcHigh}}{V_{dcLow}} < 1.5$ |

위와 같이 직류/직류 전력 변환 장치를 전달 전력의 크기와 전압 변환율에 따라 분류한 이유는, 전력과 전압 변환율에 따라 중요하게 다루어져야 할 기

준과 현재 구현 가능한 기술의 한계가 다르기 때문이다[1]. 예를 들어, 대전력 분야의 전력 변환 장치에서 가장 중요한 기준은 전력의 변환 효율이 높아야 한다는 것이다. 반면, 저전력 분야에서의 전력 변환 장치의 경우, 효율은 역시 중요한 설계 기준이 되지만 상대적으로 가격과 사용되는 구성품의 정격 용량을 낮추는 것에 대한 기준이 고전력 분야에 비해 높게 고려된다.

이러한 전력 변환 장치의 분류에 따르면 고전력 및 중전력 전력 변환 장치는 송전 계통에 필요하고, 저전력의 전력 변환 장치는 배전 및 수전단에 사용되어야 한다. 전압 변환율을 기준으로 하면, 송전 계통에서는 주로 저변환율 혹은 중변환율의 전력 변환 장치가 요구되지만, 송전 계통에서 배전 계통으로 연결되는 경우나, 혹은 배전 계통에서 부하단으로 직류단이 연결되는 경우 고변환율의 직류/직류 전력 변환 장치가 요구된다.

본 논문에서 제안된 고전압 직류/직류 컨버터는 전압 변환율이 5 이하의 낮은 경우에 적합하도록 설계되었다. 멀티터미널 직류 송전 시스템에서 서로 다른 직류단 전압을 갖는 직류 송전 시스템이 연결될 때 전압 변환율이 낮은 제안된 고전압 직류/직류 컨버터의 사용이 유용할 것으로 판단된다.

고전압 직류/직류 컨버터가 필요한 것은 직류 송전 시스템간의 연결뿐만 아니라 직류 송전 시스템과 직류 배전 시스템의 연결에도 필요하다. 우리나라 교류 송전 시스템의 전압은 765kV, 345kV, 154kV의 전압을 주로 사용하며, 배전 전압은 22.9kV의 전압을 주로 사용한다. 대부분의 배전 시스템은 345kV와 154kV의 송전 시스템과 연결되어 있으며, 변압기의 전압 변환율은 15:1에서 7:1까지의 범위를 갖는다. 따라서, 직류 배전 시스템이 적용된다면 이와 유사한 5:1에서 20:1의 전압 변환율을 갖는 효율 높은 고전압 직류/직류 컨버터가

필요하다.

위와 같은 직류 송전 전압과 직류 배전 전압의 연결은 특정 경우에 대해서 구체적으로 추진되는 분야가 있다. 대표적인 예가 해상 풍력 발전 단지를 직류 전압 시스템으로 육상 계통과 연결하려는 시도이다. 그림 3-1에서 나타난 것과 같이 각 풍력 발전기는 저전압 직류단을 갖는 컨버터로 제어되며, 발전된 전력은 직류/직류 컨버터를 통해 저전압에서 중전압으로 승압된다. 몇 개의 나누어진 중전압 직류 시스템으로 모아진 전력은 해상 풍력 발전 단지의 변전소의 고전압 직류/직류 컨버터를 통해 송전 전압으로 육상 계통과 연결된다. 이때 해상 변전소에는 높은 전압 변환율을 갖는 고전압 직류/직류 컨버터가 필요하다.

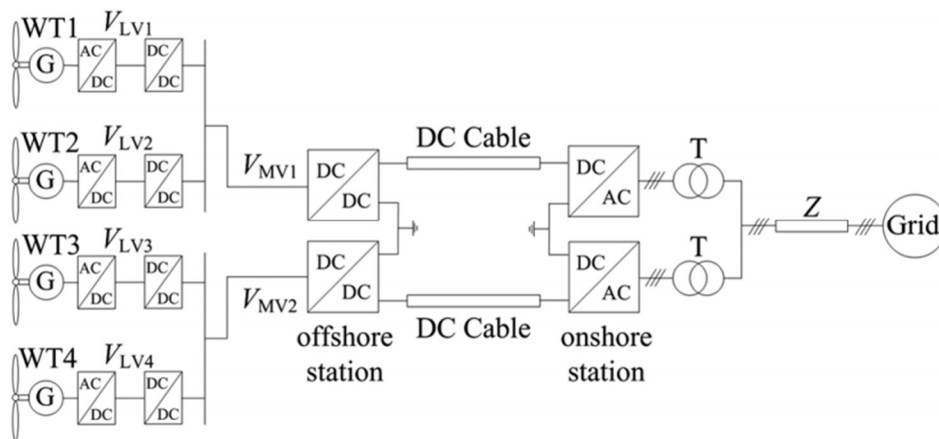


그림 3-1 중전압 직류단으로 구성된 해상 풍력 발전 단지를 고전압 직류 송전 시스템으로 육상 송전 시스템과 연결하는 구조.

본 논문에서 제안하는 구조는 송전 시스템에서 적용할 수 있는 직류/직류

전력 변환 장치이다. 지금까지 가장 활발히 연구되고 있는 구조는 고주파 변압기를 사용한 Dual Active Bridge(DAB)를 응용한 전력 변환 회로이다[40]. DAB은 1차단과 2차단에 수십kHz 이상의 고주파 변압기를 삽입하여 양 단의 전력을 높은 효율로 전달하도록 설계되었다. 고주파 변압기를 통해 연결된 2개의 컨버터는 단상, 3상 혹은 그 이상의 상 수로 설계될 수 있으며, 양 단간의 전기적 절연 역시 고주파 변압기를 통해 얻을 수 있다. 이러한 구조는 1개의 모듈 컨버터의 효율이 전체 직류/직류 컨버터의 효율과 같으며, 최소한의 모듈 개수로 양 직류단의 전력을 전달할 수 있다는 장점이 있다. 하지만, 각 모듈의 부피를 최소화하기 위하여 고주파 변압기를 사용하게 되며, 높은 주파수의 스위칭 손실을 최소화하기 위한 Soft Switching 기법이 필요하다. 각 모듈 컨버터에 사용되는 고주파 변압기는 고전압 전기적 절연 특성을 갖도록 설계되어야 하며, 변압기의 철손(Core loss)가 최소화되기 위한 변압기 코어 및 권선 선정이 매우 중요하다.

DAB의 양 단에 사용되는 컨버터는 전압형 반도체 소자를 사용하게 되는데, 전압 정격에 의해서 1개의 DAB를 통해 전달할 수 있는 양 단의 전압이 제한된다. 따라서, DAB을 모듈로 사용하여 양 단을 직/병렬 구조로 연결하면 다양한 전압 형태를 갖고 있는 터미널을 서로 연결할 수 있다. Advanced Power Conversion for Universal and Flexible Power Management in Future Electricity Network(UNIVLEX-PM)라고 불리는 유럽에서 제안된 구조는 DAB을 이용한 일반적인 전력 변환 회로의 한 예이며, 이를 통해 서로 다른 전압의 다양한 직류, 교류 전압원을 융합하여 전력을 서로 전달할 수 있다[41]. 이러한 구조를 통하여 직류/직류 전력 변환 회로를 구성할 수도 있다. 전체 전력 변환의 효율

은 각 모듈의 효율과 같기 때문에, 효율 높은 DAB을 설계하는 것이 매우 중요하다. 따라서, 일반적으로 DAB을 공진(Resonance)형 회로를 사용하여 스위칭 손실을 최소화하고 있다. DAB을 모듈로 사용하는 구조이기 때문에, 양 직류단 전압에 따른 시스템 설계가 용이하며, 높은 전압 변환율의 경우에도 구현이 가능하다. 하지만, 양 직류단의 전압을 고주파 변압기의 전기적 절연으로 분리해야 하므로 각 고주파 변압기의 양 단 절연 전압이 전체 시스템의 전압으로 설계되어야 한다. 이러한 고전압 절연 조건 때문에, DAB을 모듈로 사용하는 전력 변환 장치는 송전 시스템에 비하여 전압이 낮은 배전 시스템을 대상으로 주로 연구되고 있다.

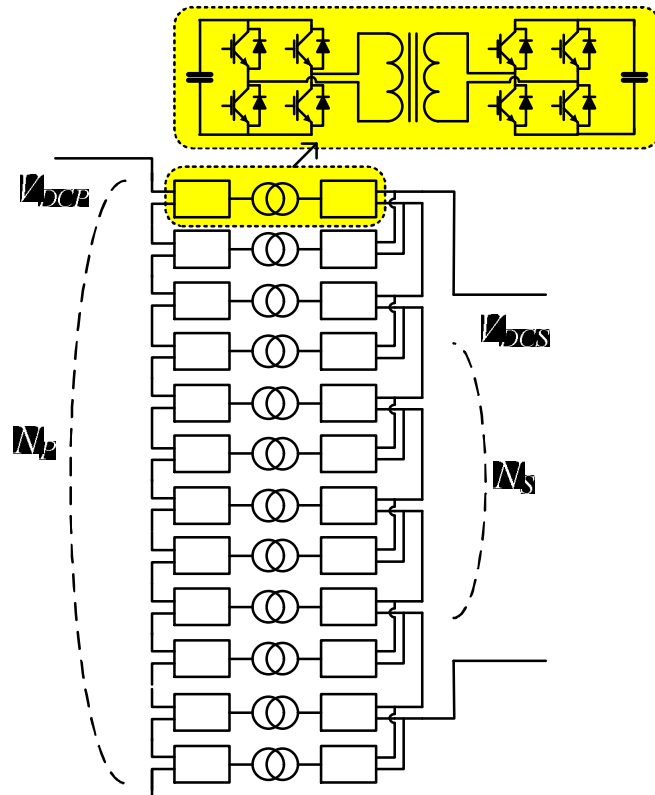


그림 3-2 DAB을 이용한 모듈형 직류/직류 전력 변환 회로.

DAB를 사용하는 구조에서 주된 연구 주제 중에 하나는 고주파 변압기의 설계이다. 특히, 변압기 설계에서 전력 전달을 위해 필요한 기생 성분의 인덕턴스와 캐패시턴스를 구조적으로 설계하기 위한 연구와 변압기의 손실 저감을 위한 연구가 매우 중요하다. 그림 3-2는 변압기의 기생 인덕턴스를 설계하여 추가적인 인덕터 없이 DAB를 구현하기 위한 고주파 변압기이다[42]. Shell 타입의 Planar 단상 3권선 변압기로, 스위칭 주파수는 10kHz, 정격 전력은 5.5kVA으로 설계되었다. 설계된 인덕턴스는 10kHz 조건에서 10.5mH이며, 변압기의 구조 해석으로 계산된 인덕턴스와 20% 내외의 오차 범위를 갖는다.

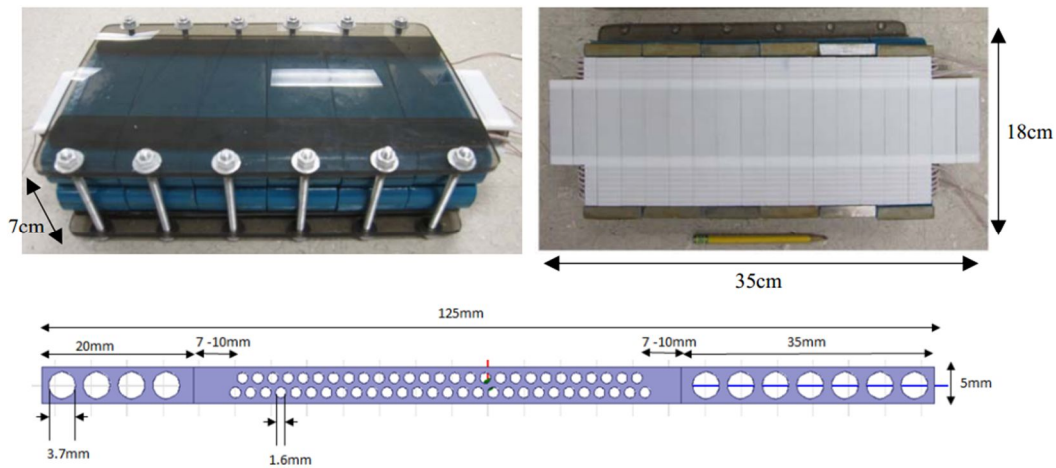


그림 3-3 5.5kVA 고주파 변압기의 예[42].

고주파 변압기는 코어 손실을 최소화하기 위하여 나노크리스탈(Nanocrystalline)을 코어로 사용하였고, 고주파 전류에 대한 손실을 최소화하기 위하여 리츠(Litz) 전선을 권선으로 사용하였다. 5.5kV의 전압 절연 특성을 보유하기 위하여 테프론(Teflon) 소재를 사용하여 코어 윈도우 내부의 권선을 고

정하였다. 해석 상의 코어 손실은 40W, 도통 손실은 70W였으며, 전체 손실은 약 110W로 정격 전력 대비 약 2.2%이었다. 이는 반도체 스위칭 소자에서 발생하는 손실을 고려하지 않아도 DAB를 이용한 직류/직류 컨버터의 손실이 고주파 변압기에 의해서 상당히 크다는 것을 예측할 수 있다. DAB를 이용한 모듈형 컨버터를 통해 전력을 전달하기 위해서는 고주파 변압기의 손실과 가격을 개선하는 것이 매우 중요하다.

송전용 직류/직류 전력 변환 장치의 구조를 결정할 때, 중요하게 생각해야 하는 기준으로는 신뢰성, 전력 변환 손실, 컨버터 설치 비용, 운용 유지의 편리성 등을 생각할 수 있다.

송전 시스템에서 전력 변환 손실은 전력 시스템의 운용 비용과 직접 연관된다. 그림 3-4는 우리나라의 2013년 월별 전력거래정산 단가를 나타낸다. 2013년 기준 우리나라 전력 설비 용량은 86GW이었으며 월평균 발전량은 43,000GWh이었다[43]. 컨버터 손실의 0.1%를 연간 전력 생산 비용으로 환산하면 약 464억원에 이른다. 즉, 송전 전력이 0.1%의 손실이 개선된 컨버터 1개를 지날 때마다 연간 464억원을 절약할 수 있으며, 송전 시스템의 전력이 2개의 컨버터를 지나 배전 시스템으로 연결된다면, 약 1000억원의 전력 생산 비용을 절감할 수 있다. 600MW의 컨버터를 통해 전달되는 0.1% 전력 손실에 대한 연간 전력 생산 비용은 다음과 같이 약 4.7억원이다.

$$43000(\text{GWh/month}) \times 12(\text{month}) \times 0.001 \times 90(\text{원/kWh}) = 464\text{억원} \quad (3.1)$$

$$600(\text{MW}) \times 24 \times 365(\text{hour}) \times 0.001 \times 90(\text{원/kWh}) = 4.7\text{억원} \quad (3.2)$$

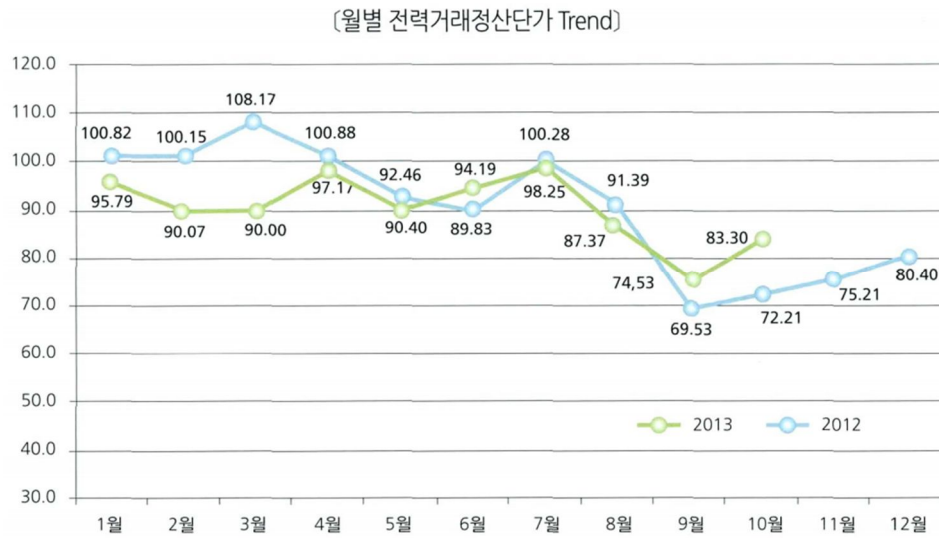


그림 3-4 2013년 기준 우리나라 전력거래정산단가(단위:원)[43].



그림 3-5 2013년 기준 우리나라 월별 발전량(단위:GWh)[43].

직류 송전 시스템에 적용 가능한 전압형 컨버터로는 모듈형 멀티레벨 컨버터의 구조가 가장 실용적인 구조로 평가되고 있다. 직류 전류의 경로에 반도체 스위칭 소자의 개수를 최소화하기 위하여 Half-Bridge 컨버터가 모듈로 사용되며, 2개의 IGBT와 1개의 캐패시터로 구성되어 있다. 최근 설치되어 운용 중인 미국 Transbay cable project에 사용된 Half-Bridge 모듈은 3300V 1700A 정격 수준의 IGBT와 2kV의 직류단 전압을 갖는 5mF의 캐패시터가 적용되었다. 이러한 모듈의 가격은 약 1000만원 수준으로 알려져 있다.

Transbay cable 프로젝트에는 약 1800개의 모듈이 사용되었으며, 전체 모듈의 비용으로 약 180억 이상이 소모되었다. 따라서, 모듈의 개수를 최소화하는 것은 전체 설치 비용을 줄일 수 있는 방법이다. 컨버터의 구조를 개선하여 20%의 모듈을 최소화한다면, 설치 비용의 수십 억원을 절감할 수 있다.

직류 송전 시스템에서 사용될 수 있는 직류/직류 컨버터는 송전 시스템을 운용하는데 사용되기 때문에 무엇보다 신뢰성이 중요하다. 정상 운전 조건에서 컨버터의 안정적인 운영을 보장할 수 있는 컨버터 자체의 신뢰성은 시스템의 이중화 및 컨버터의 모듈화 구조로 해결 될 수 있다[44]. 그림 3-6은 Siemens사의 HVDC Classic Control 구조를 나타내고 있다. Operator Control Level과 Control and Protection Level에 구성된 각 제어 구조는 모두 이중화되어 구성되어 있다. 이는 전체 시스템의 신뢰도를 높이기 위해 설계되었다.

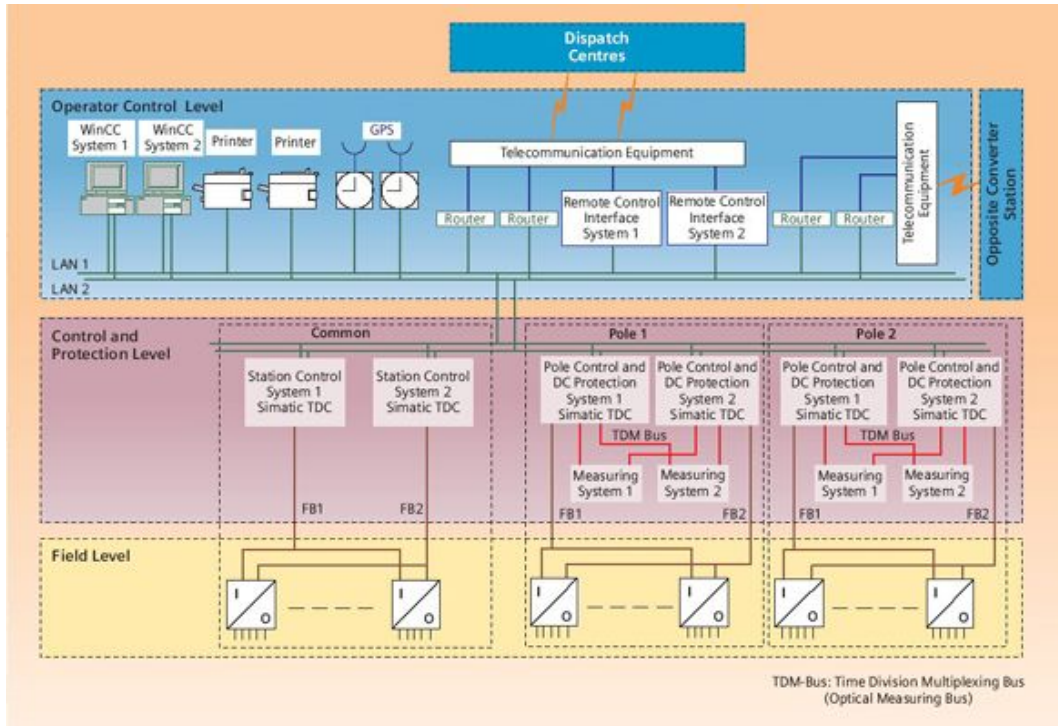


그림 3-6 Simens사의 HVDC Classic Control Hierarchy[44].

송전 시스템에 적용된 컨버터는 신뢰성을 보장하기 위하여 위와 같은 이중화 구조가 반드시 필요하며, 각 이중화된 제어 구조의 동기화 역시 매우 중요하다. 모듈형 멀티레벨 컨버터는 수 천개의 모듈로 구성되어 있기 때문에, 컨버터 내부의 빠른 통신이 매우 중요하다.

모듈형 컨버터의 구조는 컨버터 자체에서 발생하는 사고에 대한 무중단 동작을 가능하기 때문에, 시스템 전체 동작에 대한 신뢰성을 높일 수 있다. 그림 3-7은 대표적인 모듈형 컨버터 구조를 갖는 MMC의 1개 Arm의 전체 캐패시터 전압의 합과 해당 Arm의 전압 지령을 도시한 것이다. Arm의 캐패시터 전압의 합은 직류단 전압의 반으로 설계되고, 직류단 전압에 합하여져서 Arm의

전압 지령으로 사용되는 교류단 전압은 Arm 전압으로 합성할 수 있는 범위 내에서 25%의 여유분을 갖도록 설계된다. 따라서, Arm 캐패시터 전압은 각 Arm의 전압 지령을 합성하기 위해서 12.5%의 여유분을 가지고 있게 된다. 즉, 200개의 모듈로 구성된 Arm이라면 25개의 모듈이 여유분으로 존재하게 되고, 25개의 모듈 사고에 대한 무중단 제어가 가능하다.

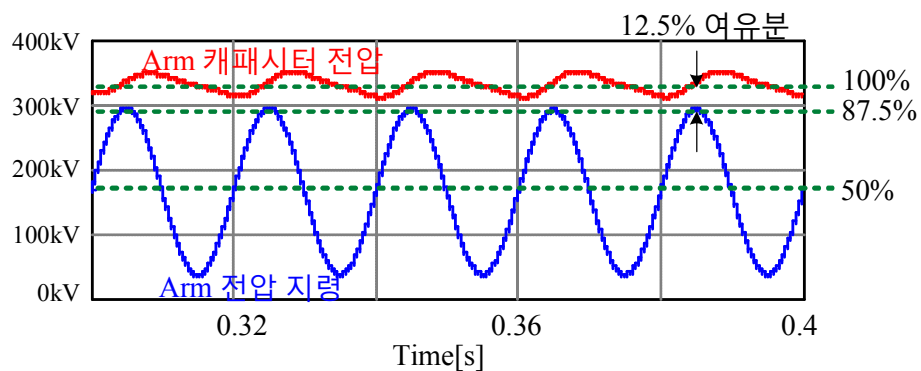


그림 3-7 MMC의 1개 Arm의 캐패시터 전압과 합성해야 하는 전압 지령.

3.1.1 변압기로 연결된 직류/교류/직류 컨버터: Topology I

송전 시스템에서 직류 전압을 다른 직류 전압으로 변환하기 위한 가장 일반적인 방법으로 직류/교류/직류 전력 변환 장치를 사용할 수 있다[45, 46]. 이러한 구조는 변압기를 통해 1차측 직류단과 2차측 직류단을 자기회로를 통해 연결하기 때문에, 1차측 직류단과 2차측 직류단을 전기적으로 절연할 수 있다는 특징을 갖는다. 변압기의 권선비는 직류단의 전압 변환율에 따라 결정된다.

그러나, 자기회로를 통해 전기적으로 절연하는 것을 직류 송전 계통에 필수적으로 적용되어야 하는가에 대해서는 심도있는 논의가 필요하다. 전기적 절연(Galvanic Isolation)의 사전적 정의는 “전기 시스템에서 기능적으로 전하의 흐름을 막기 위한 방법으로, 직접 연결되는 회로가 없다”고 알려져 있다[47]. 일반적으로 전기적 절연을 구현하는 방법으로는 변압기(Transformer), 광접속기(Opto coupler) 등이 있다. 변압기나 광접속기의 전기적 절연은 둘 이상의 전기 회로가 서로 다른 접지 전압을 가지고 있으면서 서로 연결되어야 할 때 유용하다. 서로 다른 접지 전압으로 인해 흐를 수 있는 전류의 흐름을 전기적 절연을 통해 막을 수 있다. 전기적 절연이 필요한 또 다른 이유로는 둘 이상 연결된 전기 회로에서 한 회로에서 발생한 단락 사고가 다른 회로로 전달되는 것을 효과적으로 막을 수 있다는 점이다.

고전력 전달을 위한 시스템의 경우, 전력의 전달 효율이 가장 중요하게 고려되어야 한다. 기존 교류 송전 계통의 경우, 변압기를 통해 전압을 가변할 수 있다. 따라서, 높은 효율의 변압기 설계가 중요한 연구 주제이다. 특히 배전 분야에서는 전력용 변압기의 부하율이 20% 수준으로 운전 효율이 낮아, 전력용 변압기의 무부하 효율을 일정 값으로 유지하도록 하는 규제가 적용 중이며

나 적용이 추진되고 있다 [48]. 변압기의 효율은 전력 용량이 클수록 일반적으로 높아진다. 송전 계통에 사용되는 변압기의 손실은 일반적으로 정격 부하에서 0.5% 이내로 알려져 있다. 교류 계통에서 전압 가변을 위해 필연적으로 사용하게 되는 변압기는 단권 변압기를 제외하고는 기본적으로 전기적 절연 특성을 제공한다.

직류 송전 계통의 경우 전압을 가변하기 위해서는 전력 전자 기술을 이용한 전력 변환 회로를 사용하여야 한다. 전압 가변 방법은 그 전력 변환 회로의 구조에 따라 각각의 특성이 다르지만, 기본적으로 교류 계통과는 달리 변압기가 전압을 가변하는 기능을 수행하는데 있어서 반드시 필요하지는 않다.

따라서, 직류 계통에서 전압 가변의 기능을 구현하기 위해 사용되는 전력 변환 장치에 추가적으로 변압기를 사용하는 것은 전력 변환 장치의 손실에 변압기의 손실을 더하기 때문에 전체 운전 효율의 측면에서 적합하지 않다. 그러나 계통 운용 측면에서는 전기적 절연이 필요하므로 변압기의 추가를 요구할 수도 있다. 이에 대해서는 서로 다른 계통을 연결하는 경우에 전기적 절연이 필요한 이유에 대해서 다시 한 번 고려할 필요가 있다.

첫째, 서로 다른 접지 전위를 갖고 있는 전기 회로를 연결하기 위해 전기적 절연이 필요한 경우에는 전력 변환 회로의 구조를 통해 그 문제를 해결할 수 있다.

둘째, 한 회로에서 발생한 단락 사고의 영향이 연결된 다른 회로에 전파되는 것을 차단해야 하는 경우에는, 일반적인 전력 변환 회로에서 다이오드와 캐패시터의 조합으로 그 기능을 구현할 수 있다.

따라서, 전기적 절연의 의미를 “전기 시스템에서 전하의 흐름을 막기 위한 방법”으로 넓힌다면, 비록 전기적으로 연결은 되어 있지만 다이오드와 캐패시터 등의 조합으로 전기적 흐름을 차단할 수 있는 전력 변환 장치와 기계적 차단기인 단로기의 조합은 기존의 전기적 절연을 위해 필요하였던 변압기를 대체할 수 있다.

변압기를 통해 연결된 직류/교류/직류 시스템은 변압기를 인덕터로 대체하여 구현이 가능하다.

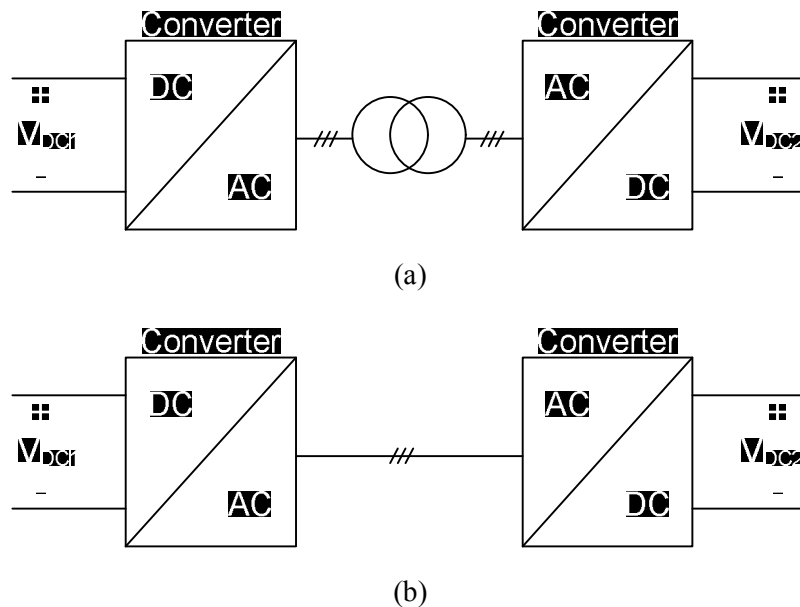


그림 3-8 일반적인 직류/교류/직류 전력 변환 구조.

(a) 변압기를 포함한 구조. (b) 인덕터로 연결된 구조.

그러나 변압기를 사용한 직류/교류/직류 전력 변환 회로에서 변압기의 사용

이 변압기를 사용하지 않은 직류/교류/직류 전력 변환 회로에 비하여 전체 손실을 증가시킨다고 일반화할 수 없다. 전압 변환율이 낮은 경우에는 변압기의 사용으로 인한 손실이 변압기를 사용하지 않고 인덕터로 연결한 경우에 비해서 크지만, 전압 변환율이 높은 경우에는 변압기의 권선비로 인하여 고전압측의 교류 전압의 크기가 상대적으로 크기 때문에 교류 전류의 크기가 줄어들고, 그로 인하여 고전압측 전력 변환 회로의 도통손실이 줄어든다. 따라서 변압기를 사용함에도 불구하고 전력 변환 장치의 손실이 줄어들어 전체 손실은 줄어들 수 있다.

직류 송전 계통에서 사용하는 수백 kV이상의 고전압을 변환하기 위한 전력용 반도체 소자는 현재 기술로 불가능하기 때문에, 수kV의 정격 전압의 전력용 반도체 소자를 직렬 연결하거나 반도체 소자 및 캐패시터 등의 수동 소자로 구성된 컨버터 모듈을 직렬로 연결하여 송전 계통에 사용할 수 있는 전력 변환 회로를 구성하게 된다. 직류/직류 전력 변환 회로에서 1차측 전압 및 전류의 정격과 2차측 전압 및 전류의 정격은 전압 전달율에 따라 달라진다. 전압 정격의 경우 계통 전압에 맞도록 컨버터 모듈을 쌓기 때문에 각 개별 컨버터 모듈의 전압 정격은 같게 유지될 수 있다. 하지만 전류는 저전압 직류단의 전류가 고전압 직류단에 흐르는 전류보다 크기 때문에 모듈의 정격 전류는 저전압 직류단에 의해 결정된다.

일반적으로 VSC-HVDC 형태의 MMC를 연결하여 직류/교류/직류 컨버터 (Topology I)를 구현할 수 있다 [45, 49]. 그림 3-3은 MMC의 직류/교류/직류 컨버터 구조를 간단히 나타내고 있다. 이러한 구조는 이미 여러 선행 연구 논문에서 발표된 바 있으며, 현재 구현된 MMC의 제어 기법을 그대로 사용하기

때문에 가장 현실성있는 구조이다. Topology I은 양 직류단 간에 전달되는 전력이 2개의 독립된 교류/직류 컨버터와 1개의 변압기를 지나간다. 따라서 전달 손실이 비교적 크다는 단점이 있다. 2개의 컨버터를 사용하기 때문에 설치 비용이 높고, 고전압의 직류단에 연결되는 모듈의 전류 정격보다 저전압의 직류단에 연결되는 모듈의 전류 정격이 크다.

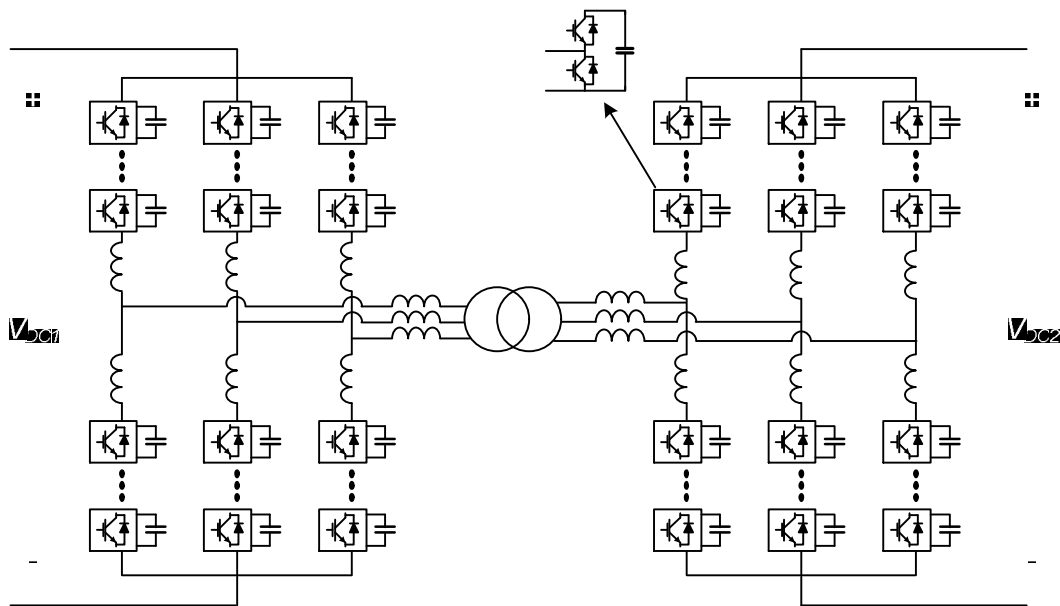


그림 3-9VSC-HVDC 형태의 MMC를 이용한 직류/교류/직류 전력 변환 구조.

Topology I의 구조에서 VSC-HVDC로 구현된 MMC는 전류형 HVDC(Current Source Converter HVDC: CSC-HVDC)로 대체되어 구현이 가능하다 [46]. 그림 3-10은 VSC-HVDC와 CSC-HVDC를 연결한 구조를 나타낸다. CSC-HVDC는 기존 MMC보다 손실이 적고 제어가 간단하다고 알려져있다. 하지만 VSC-HVDC와 CSC-HVDC를 구성하는 모듈과 각 MMC의 제어 방법이 다르기 때문에, 1개의

Topology I 컨버터를 구현하는데 있어서 비용과 효율성 측면에서 단점을 갖는다. 본 논문에서 Topology I은 그림 3-9과 같이 2개의 VSC-HVDC MMC를 사용하는 구조이다.

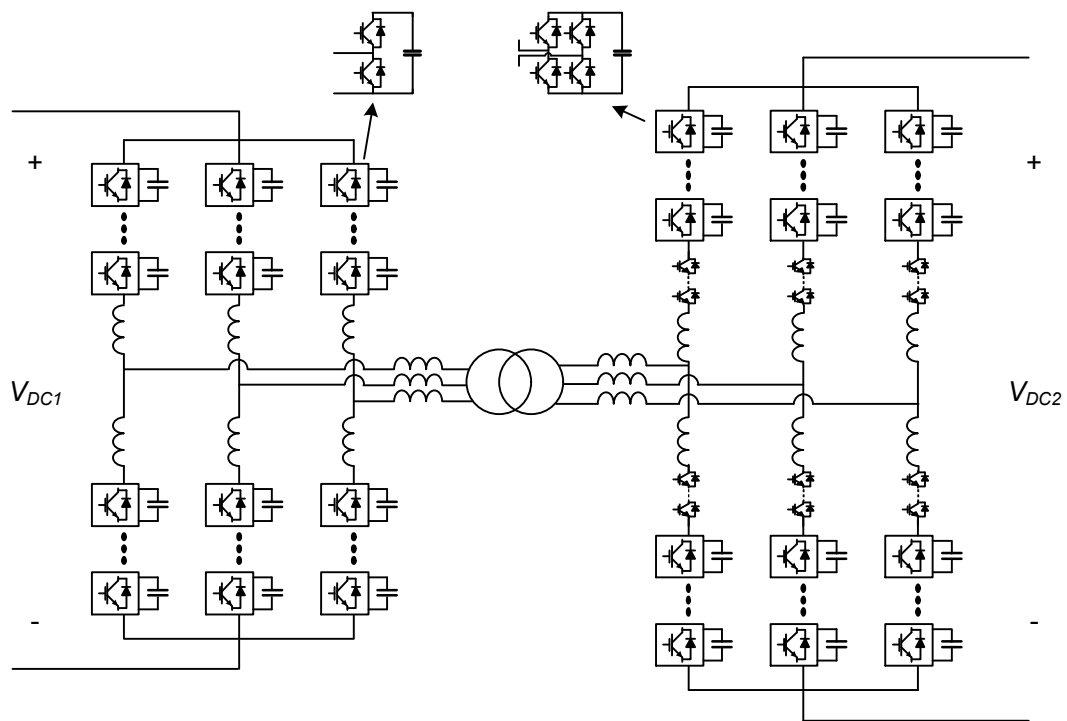


그림 3-10 VSC-HVDC 형태의 MMC와 CSC-HVDC 형태의 MMC를 이용한 직류/교류/직류 전력 변환 구조.

3.1.2 내부 변압기를 사용하는 직류/직류 컨버터: Topology II

직류/교류/직류 전력 변환 회로의 경우, 전달되는 정격 전력이 두 개의 독립된 컨버터를 지나야 하기 때문에 전력 변환 손실이 상당히 크다. 그러한 전력 변환 회로의 손실을 최소화 하기 위하여 내부 변압기를 사용하는 직류/직류 컨버터 구조(Topology II)가 제안되었다[50].

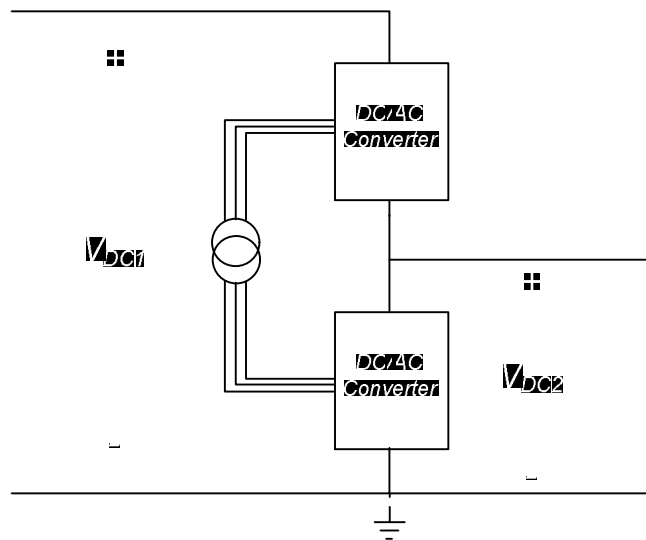


그림 3-11 직류단의 음전위에 공통 접지 전위를 갖는 내부 변압기를 사용하는 직류/직류 전력 변환 회로 [50].

내부 변압기를 사용하는 모듈형 고전압 직류/직류 컨버터는 직류단의 음전위에 공통 접지 전위를 갖는 직류/직류 전력 변환 조건에서, 2개의 MMC를 사용하여 컨버터를 구현하도록 설계되었다. 1개의 MMC를 2차측 직류단에 연결하고, 1차측 직류단과 2차측 직류단의 전압 차이를 다른 1개의 MMC를 사용해 연결한다. 1차측에서 2차측 혹은 그 반대 방향으로 전력을 전달하는 과정에서

발생하는 각 MMC의 전력 오차를 MMC간의 연결을 위해 내부에 설치된 변압기를 통해 서로 전달한다. 따라서, 사용된 변압기는 양 직류단간에 전달되는 전체 전력이 지나는 것이 아니라, 2개의 MMC간에 교환되는 전력만이 지나기 때문에 용량과 손실 측면에서 유리한 점을 가진다.

그러나, 실제 송전 시스템에서 양 직류단의 접지 전위는 양전위와 음전위의 평균에 위치하게 된다. 따라서, 제안된 Topology II는 3개의 MMC를 이용한 내부 변압기를 사용하는 일반적인 구조를 갖는다.

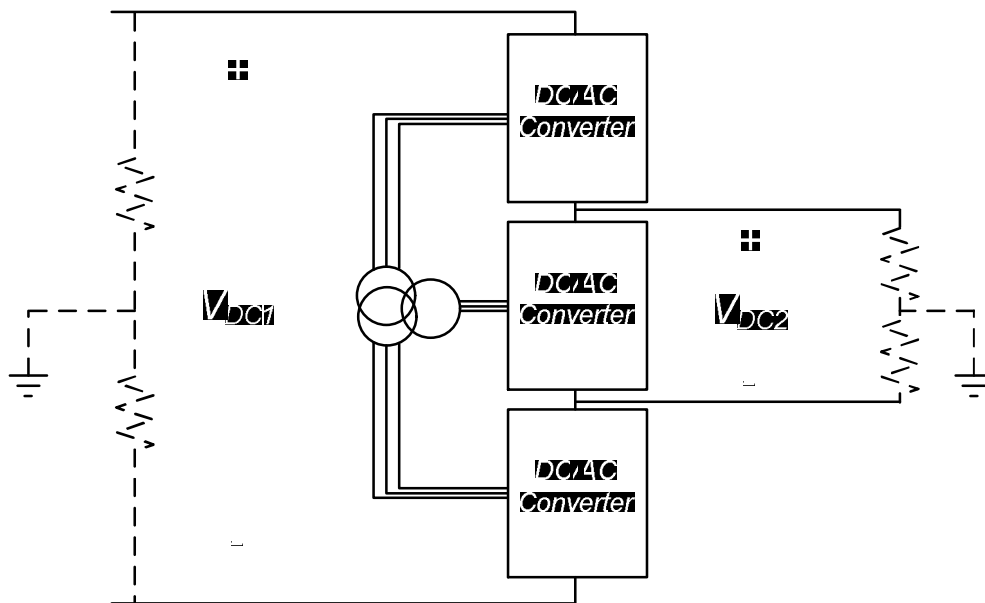


그림 3-12 내부 변압기를 사용하는 직류/직류 전력 변환 회로.

양 직류단 전압을 변압기 혹은 인덕터를 통해 교류 전압 및 교류 전류의 형태로 전력을 전달하는 직류/교류/직류 전력 변환 회로인 Topology I과는 달리 내부 변압기를 사용하는 직류/직류 전력 변환 회로인 Topology II는 고전압 직

류단과 저전압 직류단이 전력 변환 회로를 사이에 두고 직접 연결된다. 내부 변압기를 사용하는 직류/직류 전력 변환 회로는 3개의 독립된 직류/교류 컨버터와 1개의 변압기로 구성된다. 저전압 직류단과 1개의 직류/교류 컨버터가 직접 연결되며, 나머지 2개의 직류/교류 컨버터는 고전압 직류단과 저전압 직류단의 전위 차이를 보상하게 된다. 이때 발생하는 각 직류/교류 컨버터의 전력 차이를 순시적으로 균형 제어하기 위하여 각 교류/직류 컨버터는 변압기를 통해 연결된다.

Topology I은 양 직류단을 변압기를 통해 분리하기 때문에, 양 직류단의 공통 접지 전위의 위치에 상관없이 구조가 동일하다. 반면, Topology II는 양 직류단을 연결하는 변압기가 없기 때문에, 공통 접지 전위의 위치에 따라 양 직류단의 전위차를 보상하기 위해 컨버터의 구조가 변경되어야 한다.

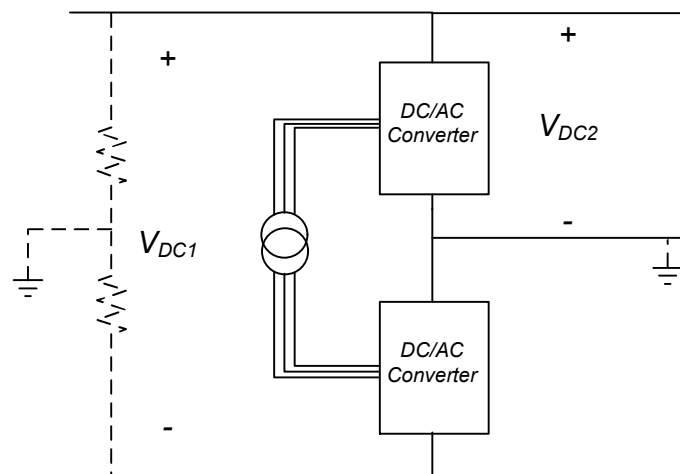


그림 3-13 저전압측 직류단의 음전위에 공통 접지 전위를 갖는 Topology II의 예.

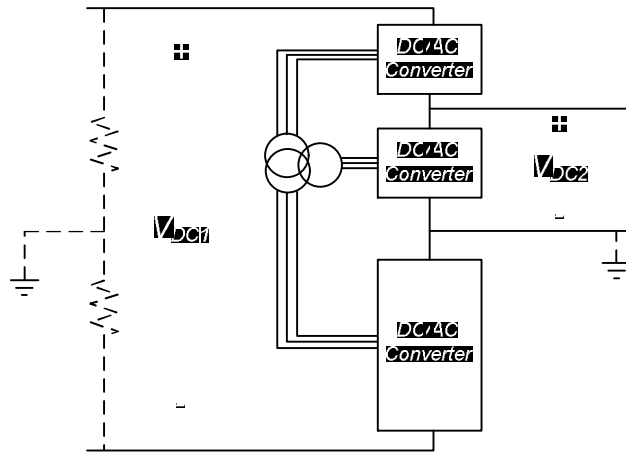


그림 3-14 저전압측 직류단의 음전위에 공통 접지 전위를 갖고 양전위가 고전압측 양전위보다 작은 Topology II의 예.

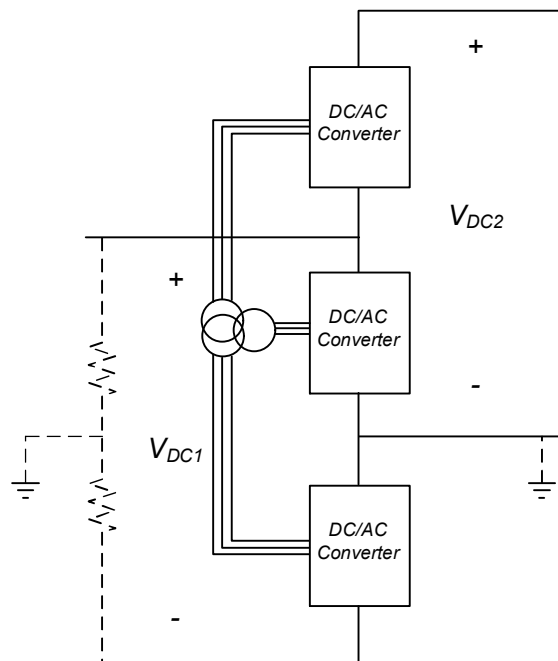


그림 3-15 저전압측 직류단의 음전위에 공통 접지 전위를 갖고 양전위가 고전압측 양전위보다 큰 Topology II의 예.

Topology II에서 사용되는 직류/교류 컨버터에는 다양한 토폴로지의 컨버터를 사용할 수 있다. 송전 계통에 적용할 수 있는 일반적이고 검증된 전압형 교류/직류 컨버터는 전압형 HVDC 컨버터인 MMC가 가능하다. 일반적인 내부 변압기를 사용하는 직류/직류 전력 변환 회로인 Topology II를 MMC로 구현하였을 때, 직류/직류 전력 변환 회로는 3개의 MMC의 구동으로 동작한다.

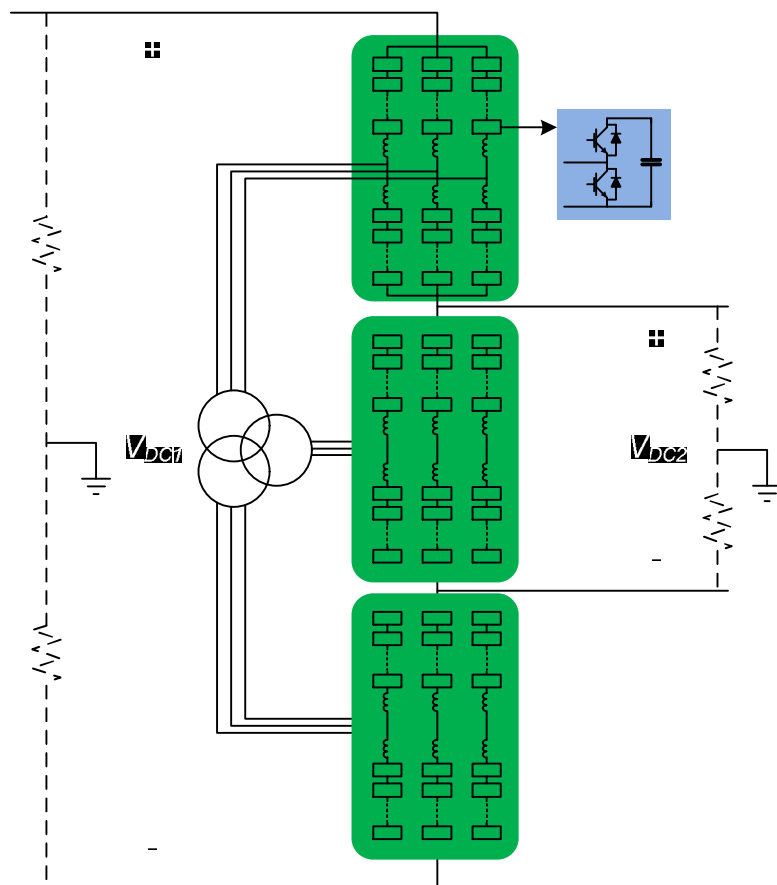


그림 3-16 MMC를 직류/교류 컨버터로 사용하는 직류/직류 전력 변환 회로.

3.1.3 변압기를 사용하지 않는 직류/직류 컨버터: Topology III

직류 송전 시스템에서 전압형 교류/직류 컨버터인 MMC의 구조를 응용하면, 변압기를 사용하지 않는 직류/직류 전력 변환 회로의 구현이 가능하다. Topology I에서 양 직류단의 교류/직류 컨버터는 각 직류단으로부터 직류 전력을 공급받거나 각 직류단으로 직류 전력을 공급한다. 따라서 전력을 공급받음으로 인해 혹은 전력을 공급함으로 인해서 필요한 전력은 두 컨버터 사이의 교류 회로를 통해 서로 전달한다. Topology II는 양 직류단에 각각 교류/직류 컨버터가 존재하지 않는 대신, 내부 컨버터 간의 전력 불균형을 해결하기 위해 변압기를 사용하고, 그 변압기를 통해 구현된 교류 회로를 통해 교류/직류 컨버터 간의 전력을 전달한다. 변압기를 사용하지 않는 Topology III은 컨버터 내부에 전류가 순환할 수 있는 구조를 만들어서 컨버터 내부의 전력이 순환하도록 설계되었다.

따라서, 변압기에 의한 손실을 줄일 수 있고, 컨버터 모듈의 수가 줄어들어 설치 비용도 저감할 수 있다. 하지만, Topology I과 Topology II에서 변압기의 권선비로 고전압측 교류단 전압을 크게 하여 교류 전류를 줄임으로써 컨버터의 도통 손실을 최소화할 수 있었던 장점을 잃어버리기 때문에 컨버터 자체의 도통 손실이 커질 수 있다. 따라서, 변압기를 제거함으로써 얻을 수 있는 손실 이득과 교류단 전압을 저전압 직류단으로 맞춤으로써 발생하는 추가적인 도통 손실을 비교하여 유리한 조건에서 제안된 Topology를 적용해야 한다.

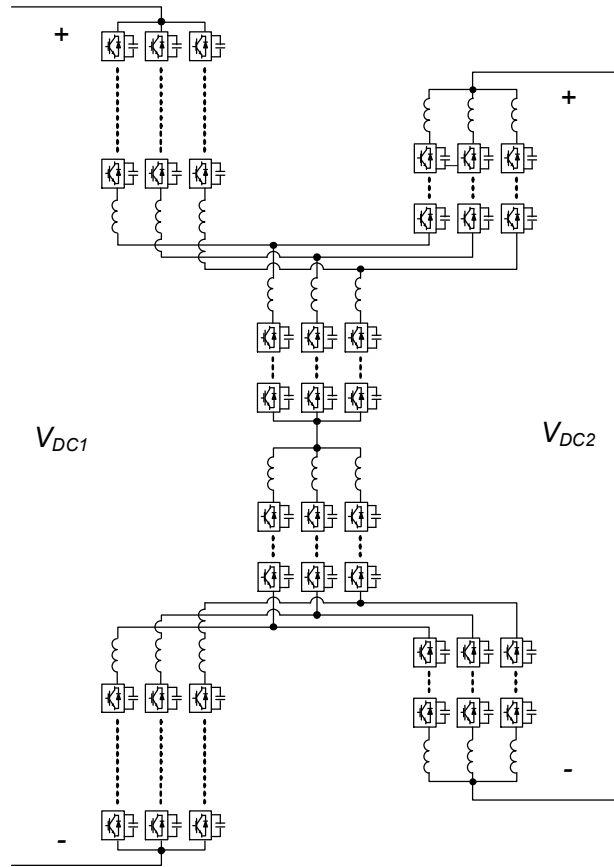


그림 3-17 변압기를 사용하지 않는 직류/직류 전력 변환 회로.

Topology III는 Topology I이나 Topology II와 달리 양 직류단의 공통 접지 전위에 따른 자유도가 작다. Topology III에서는 양 직류단의 공통 접지 전위가 양 직류단의 중성점으로 같은 경우나, 혹은 양 직류단의 음전위 혹은 양전위가 같은 경우에만 구현이 가능하다.

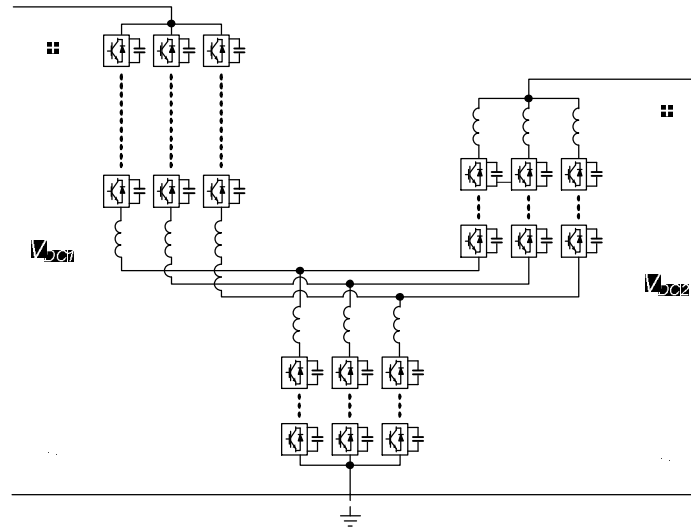


그림 3-18 양 직류단의 음전위에 공통 접지 전위가 위치한 Topology III의 예.

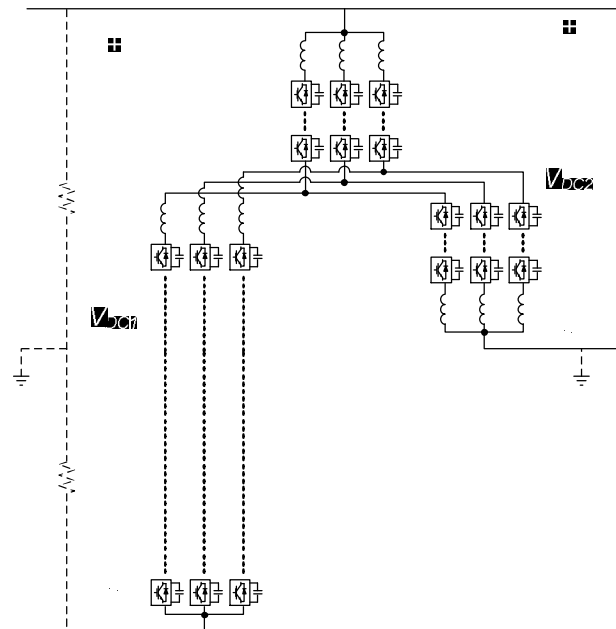


그림 3-19 양 직류단의 양전위에 공통 접지 전위가 위치한 Topology III의 예.

3.2 변압기로 연결된 직류/교류/직류 컨버터

3.2.1 변압기를 통해 연결된 직류/교류/직류 컨버터의 구조

기존 일반적인 직류/직류 전력 변환 회로인 Topology I은 두 개의 직류/교류 컨버터가 교류 회로를 중심으로 Back-to-Back으로 연결된 구조이다. 직류/교류 컨버터로는 특정 컨버터 회로 방식에 제한되지 않으나, 송전 계통에 일반적으로 적용될 수 있는 가능한 컨버터로는 MMC가 적합하다.

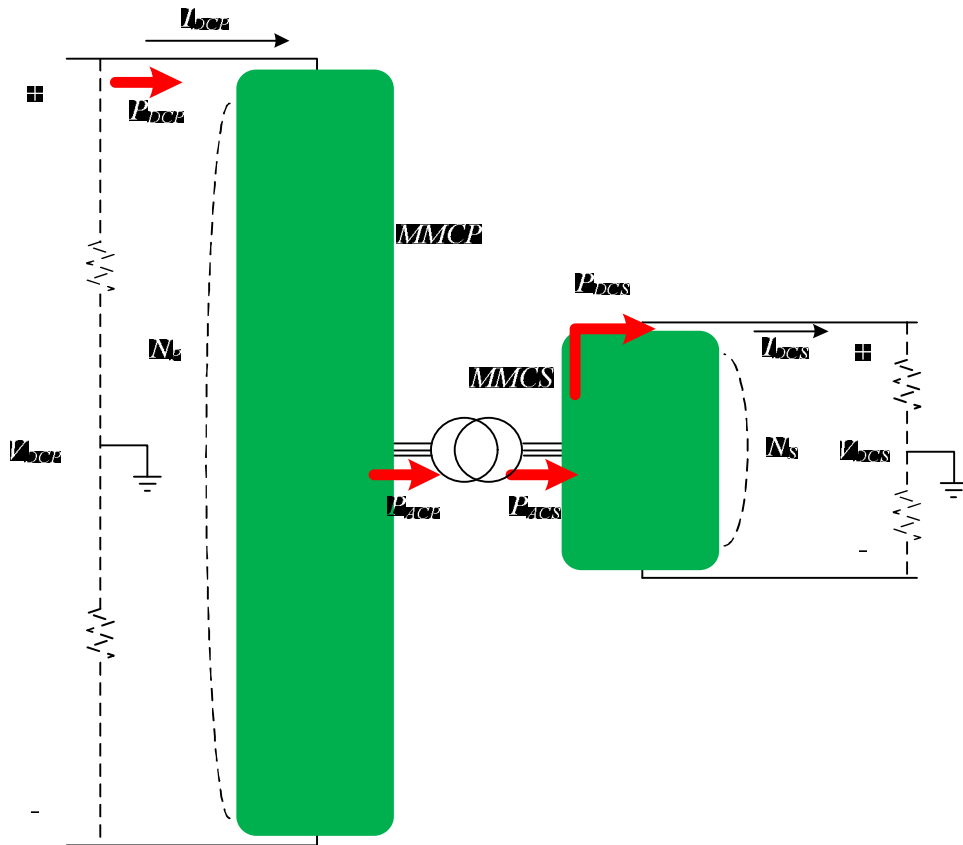


그림 3-20 2개의 교류/직류 컨버터를 이용한 Topology I 컨버터의 전력 흐름.

2개의 MMC를 교류 회로를 중심으로 연결하여 Topology I 컨버터를 구현할 수 있다. 양단의 MMC는 Half-Bridge 모듈로 구현되어 있으며, 교류 회로에 위치한 변압기는 1차측 직류단 전압과 2차측 직류단 전압의 비율로 권선비가 구성되어 있다.

$$V_{DCP}:V_{DCS} = N:1 \quad (3.3)$$

$$I_{DCP}:I_{DCS} = 1:N \quad (3.4)$$

1차측 직류단 회로와 2차측 직류단 회로를 비교하기 위하여 1차측 전압과 전류를 2차측 전압과 전류로 표시하면 다음과 같다.

$$V_{DCP} = NV_{DCS} \quad (3.5)$$

$$I_{DCP} = \frac{1}{N}I_{DCS} \quad (3.6)$$

Topology I 컨버터는 1차측 직류단의 직류 전력을 2차측 직류단의 직류 전력으로 바꾸는 역할을 한다. 따라서, 순시적으로 1차측의 입력 전력과 2차측의 출력 전력은 항상 같아야 한다.

$$P_{DCP} = V_{DCP}I_{DCP} \quad (3.7)$$

$$P_{DCS} = V_{DCS}I_{DCS} \quad (3.8)$$

$$P_{DCP} = P_{DCS} \quad (3.9)$$

Topology I에서 1차측(Primary Side) 직류단에 연결된 MMC를 MMCP라고 하

고, 2차측(Secondary Side) 직류단에 연결된 MMC를 MMCS라고 부르기로 하자. 1차측 직류단 전력은 MMCP를 통해 교류 전력으로 변환되며, MMCS는 MMCP와 연결된 교류 회로를 통해 교류 전력을 전달받아 2차측 직류단 전력으로 변환한다. 따라서, 2개의 MMC가 정상 동작하기 위해서는 각 MMC의 직류 전력과 교류 전력이 순시적으로 각각 같아야 한다.

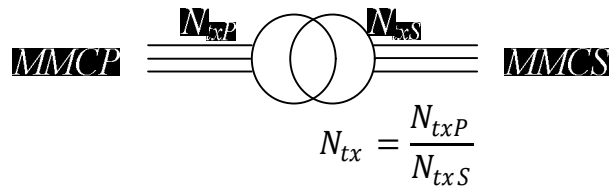


그림 3-21 변압기의 권선비.

변압기의 권선비는 다음과 같다.

$$N_{txP}:N_{txS} = V_{DCP}:V_{DCS} = N_P:N_S \quad (3.10)$$

$$N_{tx} = \frac{N_{txP}}{N_{txS}} = \frac{V_{DCP}}{V_{DCS}} = N \quad (3.11)$$

변압기를 통한 교류 회로에 연결된 MMC의 상전압 지령은 다음과 같이 결정된다. 교류 전압은 컨버터에 의해서 임의로 합성될 수 있으므로, 교류 전압의 크기와 주파수를 임의로 설계할 수 있다. MMC는 직류단 직류 전력을 교류 전력으로 변환하여 전력을 전달하는 구조이다. 직류단 전압의 크기와 전류는 시스템에 의해 결정된다. 직류단 전력을 교류 전력으로 전달하는 과정에서 임의로 합성한 교류 전압과 그 전압에 의해 제어되는 교류 전류는 컨버터의 도

통손실을 결정하는 설계 변수이다. 따라서, 동일한 전력을 전달하기 위해서 가능한 큰 교류 전압을 사용하게 되면 상대적으로 교류 전류의 크기가 줄어들어 컨버터의 도통손실을 줄일 수 있다. 교류 전압의 크기는 무한히 증가시킬 수 없다. MMC의 Arm에 구현된 모듈의 개수와 각 모듈 캐패시터의 정격 전압에 의해 제한된다.

$$\begin{aligned}
 V_{ACPu} &= V_{ACP} \sin(\omega t) \\
 V_{ACPv} &= V_{ACP} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\
 V_{ACPw} &= V_{ACP} \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)
 \end{aligned} \tag{3.12}$$

교류 회로에 인가되는 상전압의 크기는 일반적인 MMC 제어에서 다음과 같이 결정된다. 여기에 사용되는 m_p 는 Modulation Index로 일반적으로 0.75로 설정 된다. 이 경우, 교류 전압은 이론적으로 Modulation Index가 1인 조건까지 합성이 가능하지만, 0.75의 Modulation Index는 MMC의 전압 구현에서 25%의 전압 여유분을 고려하여 설계한 것이다.

$$V_{ACP} = \frac{1}{2} m_p V_{DCP} \tag{3.13}$$

2차측 MMC인 MMCS와 연결된 교류 회로의 교류 전압도 다음과 같이 결정된다.

$$V_{ACSu} = V_{ACS} \sin(\omega t)$$

$$V_{ACsv} = V_{ACS} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (3.14)$$

$$V_{ACsw} = V_{ACS} \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$V_{ACS} = \frac{1}{2} m_s V_{DCS} \quad (3.15)$$

1차측 MMC와 2차측 MMC의 Modulation Index가 동일한 값을 사용한다면, 변압기의 권선비는 다음과 같이 직류단 전압 변환율과 같게 된다.

$$V_{ACP}:V_{ACS} = \frac{1}{2} m_p V_{DCP} : \frac{1}{2} m_s V_{DCS} = N:1 \quad (3.16)$$

직류단 직류 전류로 인해 발생하는 각 MMC의 직류 전력을 교류 전력으로 변환하여 변압기를 통해 전달함으로서 MMC의 캐패시터에 저장된 에너지를 일정하게 유지할 수 있게 한다. 교류 회로에 흐르는 무효 전력을 0으로 제어한다고 가정하면, 교류 회로를 통해 흐르는 유효 전력은 다음과 같이 계산된다.

$$P_{ACP} = \frac{3}{2} V_{ACP} I_{ACP} = \frac{3}{4} m_p V_{DCP} I_{ACP} \quad (3.17)$$

$$P_{ACS} = \frac{3}{2} V_{ACS} I_{ACS} = \frac{3}{4} m_s V_{DCS} I_{ACS} \quad (3.18)$$

각 MMC의 전력이 순시적으로 0이 되기 위해서는 각 MMC의 직류단 전력과 교류 전력의 합이 0으로 제어되어야 한다. MMC의 순시 전력이 0이 되기

위해서 교류 회로의 전류 크기는 다음과 같이 제어되어야 한다.

$$P_{DCP} + P_{ACP} = V_{DCP}I_{DCP} + \frac{3}{4}m_p V_{DCP}I_{ACP} = 0 \quad (3.19)$$

$$I_{ACP} = -\frac{4}{3m_p} \frac{1}{N} I_{DCS} \quad (3.20)$$

같은 방식으로 2차측 직류단과 연결된 MMCS의 순시 전력이 0이 되도록 교류 회로의 전류 크기 역시 다음과 같이 제어된다.

$$P_{DCS} + P_{ACS} = V_{DCS}I_{DCS} + \frac{3}{4}m_s V_{DCS}I_{ACS} = 0 \quad (3.21)$$

$$I_{ACS} = -\frac{4}{3m_s} I_{DCS} \quad (3.22)$$

MMCP와 MMCS의 교류 전압을 합성하는 Modulation Index가 같다고 가정하면, 교류 회로의 전류 크기의 비율은 변압기의 권선비의 역수와 일치한다.

$$I_{ACP} : I_{ACS} = -\frac{4}{3m_p} \frac{1}{N} I_{DCS} : -\frac{4}{3m_s} I_{DCS} = \frac{1}{N_{tx}} : 1 \quad (3.23)$$

MMCP와 연결된 변압기에 흐르는 상전류는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} I_{ACPu} &= I_{ACP} \sin(\omega t) = -\frac{4}{3m_p} \frac{1}{N} I_{DCS} \sin(\omega t) \\ I_{ACPv} &= I_{ACP} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) = -\frac{4}{3m_p} \frac{1}{N} I_{DCS} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (3.24)$$

$$I_{ACPw} = I_{ACP} \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) = -\frac{4}{3m_p} \frac{1}{N} I_{DCS} \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)$$

MMCP의 각 Arm에 흐르는 전류는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} I_{Puu} &= \frac{1}{3} I_{DCP} + \frac{1}{2} I_{ACPu} = \frac{1}{3} \frac{1}{N} I_{DCS} - \frac{2}{3m_p} \frac{1}{N} I_{DCS} \sin(\omega t) \\ I_{Pvu} &= \frac{1}{3} I_{DCP} + \frac{1}{2} I_{ACPv} = \frac{1}{3} \frac{1}{N} I_{DCS} - \frac{2}{3m_p} \frac{1}{N} I_{DCS} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ I_{Pwu} &= \frac{1}{3} I_{DCP} + \frac{1}{2} I_{ACPw} = \frac{1}{3} \frac{1}{N} I_{DCS} - \frac{2}{3m_p} \frac{1}{N} I_{DCS} \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \\ I_{Pul} &= \frac{1}{3} I_{DCP} - \frac{1}{2} I_{ACPu} = \frac{1}{3} \frac{1}{N} I_{DCS} + \frac{2}{3m_p} \frac{1}{N} I_{DCS} \sin(\omega t) \\ I_{Pvl} &= \frac{1}{3} I_{DCP} - \frac{1}{2} I_{ACPv} = \frac{1}{3} \frac{1}{N} I_{DCS} + \frac{2}{3m_p} \frac{1}{N} I_{DCS} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ I_{Pwl} &= \frac{1}{3} I_{DCP} - \frac{1}{2} I_{ACPw} = \frac{1}{3} \frac{1}{N} I_{DCS} + \frac{2}{3m_p} \frac{1}{N} I_{DCS} \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (3.25)$$

MMCS와 연결된 변압기에 흐르는 상전류는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} I_{ACSu} &= I_{ACS} \sin(\omega t) = -\frac{4}{3m_s} I_{DCS} \sin(\omega t) \\ I_{ACsv} &= I_{ACS} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) = -\frac{4}{3m_s} I_{DCS} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ I_{ACSw} &= I_{ACS} \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) = -\frac{4}{3m_s} I_{DCS} \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (3.26)$$

MMCS의 각 Arm에 흐르는 전류는 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
I_{Suu} &= \frac{1}{3}I_{DCS} + \frac{1}{2}I_{ACSu} = \frac{1}{3}I_{DCS} - \frac{2}{3m_s}I_{DCS}\sin(\omega t) \\
I_{Svu} &= \frac{1}{3}I_{DCS} + \frac{1}{2}I_{ACsv} = \frac{1}{3}I_{DCS} - \frac{2}{3m_s}I_{DCS}\sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\
I_{Swu} &= \frac{1}{3}I_{DCS} + \frac{1}{2}I_{ACSw} = \frac{1}{3}I_{DCS} - \frac{2}{3m_s}I_{DCS}\sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \\
I_{Sul} &= \frac{1}{3}I_{DCS} - \frac{1}{2}I_{ACSu} = \frac{1}{3}I_{DCS} + \frac{2}{3m_s}I_{DCS}\sin(\omega t) \\
I_{Svl} &= \frac{1}{3}I_{DCS} - \frac{1}{2}I_{ACsv} = \frac{1}{3}I_{DCS} + \frac{2}{3m_s}I_{DCS}\sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\
I_{Swl} &= \frac{1}{3}I_{DCS} - \frac{1}{2}I_{ACSw} = \frac{1}{3}I_{DCS} + \frac{2}{3m_s}I_{DCS}\sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)
\end{aligned} \tag{3.27}$$

Topology I 컨버터의 도통 손실을 분석하기 위해서는 컨버터에 사용되는 모듈의 개수 및 IGBT의 개수를 결정해야 한다. 정상상태 운전 조건에서 각 MMC는 MMC에 인가되는 직류 전압과 비례한 개수의 MMC 모듈이 필요하다. IGBT의 도통손실을 최소화하기 위해서 각 모듈을 Half-Bridge 컨버터로 사용하면, 각 MMC의 모듈 개수의 비율은 다음과 같다.

$$N_P:N_S = V_{DCP}:V_{DCS} = N:1 \tag{3.28}$$

Topology I의 모듈 개수를 일반화하기 위해서, MMCS의 1개 leg에 포함된 Half-Bridge 컨버터 모듈의 개수를 M개라고 한다. 이때, 각 MMC에 연결되는 모듈의 개수는 다음과 같다.

$$N_S = M \quad (3.29)$$

$$N_P = NM \quad (3.30)$$

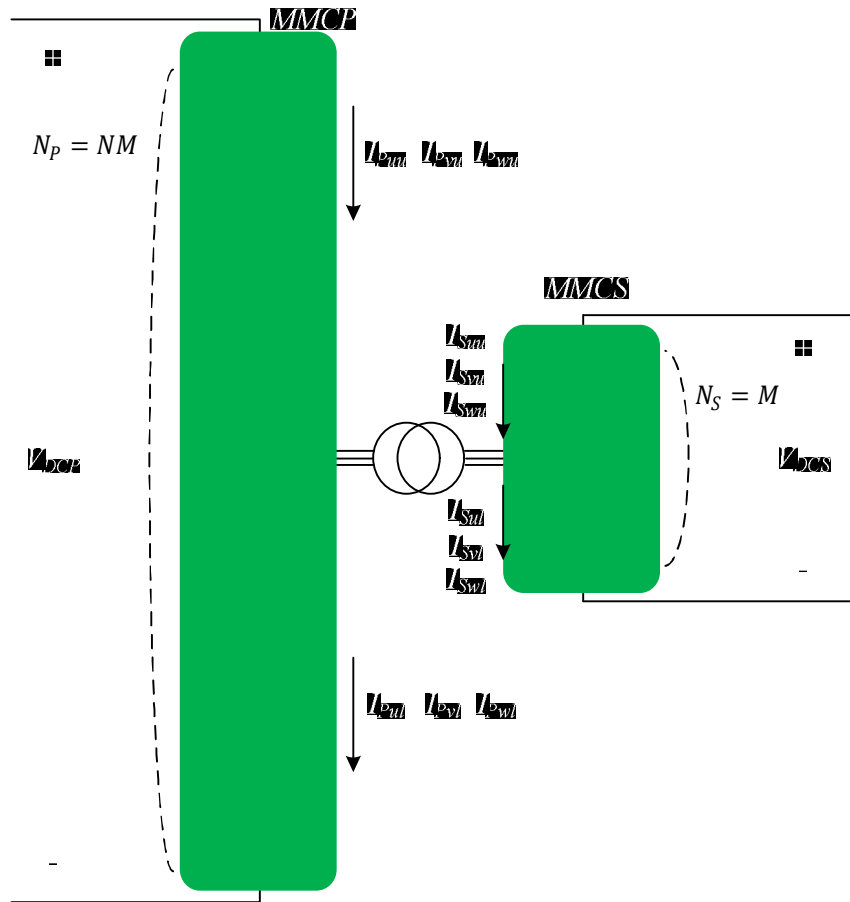


그림 3-22 정상상태 운전을 위한 각 MMC의 모듈 개수.

이러한 모듈 구조에서 정상 운전 조건에서의 도통손실을 계산할 수 있다. 교류값과 직류값이 합하여 있는 값의 실효값을 교류파의 순시값의 1주기 동안의 평균값의 제곱근이라고 정의하면, 다음과 같이 일반화한 값을 얻을 수 있

다.

$$\sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} (I_{DC} + I_{AC} \sin\theta)^2 d\theta} = \sqrt{I_{DC}^2 + \frac{1}{2} I_{AC}^2} \quad (3.31)$$

따라서, 정상 상태 운전 조건에서 MMCP와 MMCS의 각 Arm에 흐르는 전류의 실효값은 다음과 같다.

$$I_{Prms} = \frac{1}{3N} \sqrt{1 + \frac{2}{m_p^2}} I_{DCS} \quad (3.32)$$

$$I_{Srms} = \frac{1}{3} \sqrt{1 + \frac{2}{m_s^2}} I_{DCS} \quad (3.33)$$

각 모듈에서 발생하는 도통손실을 일정 전압 V_{CL} 으로 모델링하면, 도통손실은 전류가 흐르는 모듈의 개수의 비례한다. 따라서, 모듈에 흐르는 전류의 실효치와 모듈의 손실을 모의하기 위해 가정한 전압의 곱을 모듈의 도통손실로 모의하고, 전체 손실은 모듈의 도통손실에 모듈 개수를 곱하여 얻을 수 있다. MMCP와 MMCS의 도통손실은 각각 다음과 같이 간략히 계산할 수 있다.

$$P_P = 3 \times I_{Prms} \times V_{CL} N_P = \sqrt{1 + \frac{2}{m_p^2}} I_{DCS} V_{CL} M \quad (3.34)$$

$$P_S = 3 \times I_{Srms} \times V_{CL} N_S = \sqrt{1 + \frac{2}{m_s^2}} I_{DCS} V_{CL} M \quad (3.35)$$

따라서, MMCP와 MMCS의 도통손실을 합한 전체 도통손실은 모든 MMC의 Modulation Index가 같다고 할때, 다음과 같다.

$$m = m_P = m_S \quad (3.36)$$

$$P_{CL} = P_P + P_S = 2 \sqrt{1 + \frac{2}{m^2} I_{DCS} V_{CL} M} \quad (3.37)$$

일반적으로 MMC가 스위칭 손실은 무시할 수 있고, IGBT를 사용하기 때문에 도통 손실에 대한 모델링을 일정 전압원으로 할 수 있다면, Topology I은 전압 변환율에 무관하게 일정한 도통 손실을 발생시킴을 알 수 있다. 그리고, 고전압 직류단에 연결된 MMC와 저전압 직류단에 연결된 MMC가 동일한 도통 손실을 발생시킨다.

그림 3-23은 Topology I 컨버터에서 1차측 MMC의 Arm에 흐르는 전류와 2차측 MMC의 Arm에 흐르는 전류를 2차측 직류단 정격 전류에 대해서 정규화한 값을 나타낸다. 전압 변환율이 증가하여도 2차측 MMC의 전류는 변하지 않으며, 1차측 MMC에 흐르는 전류는 전압 변환율에 따라 감소한다. 이는 전압 변환율에 따라 1차측 MMC에 사용되는 모듈의 정격 전류와 2차측 MMC에 사용되는 모듈의 정격 전류가 다른 것을 의미한다. 따라서, 전체 시스템의 모듈을 동일하게 사용한다면, 모듈의 정격 전류는 2차측 전류를 기준으로 설계되어야 하며, 이는 1차측 모듈의 경우 과도한 기준으로 설계되었다고 할 수 있다.

이러한 기준은 다른 관점에서 생각해볼 수 있는데, 동일한 전류 정격의 모듈을 사용하여 전달할 수 있는 전력의 양을 비교할 수 있다. 그림 3-24은 모

둘 전류를 기준으로 2차측 전류를 정규화한 값을 나타낸다. 동일한 모듈을 사용하였을 때, 1차측 MMC에 흐르는 전류를 기준으로 하면 전압 변동율이 클수록 2차측 직류 전류는 증가하게 된다. 하지만, 2차측 MMC에 흐르는 전류를 기준으로 하면, 2차측 직류 전류는 전압 변동율과 무관하게 일정하다. 그리고, 그 직류 전류의 크기는 2차측 MMC의 전류가 더 작다. 따라서, 주어진 모듈의 정격 전류를 고려하였을 때, 최대 전달할 수 있는 직류 전력은 2차측 모듈의 전류에 의해서 결정된다.

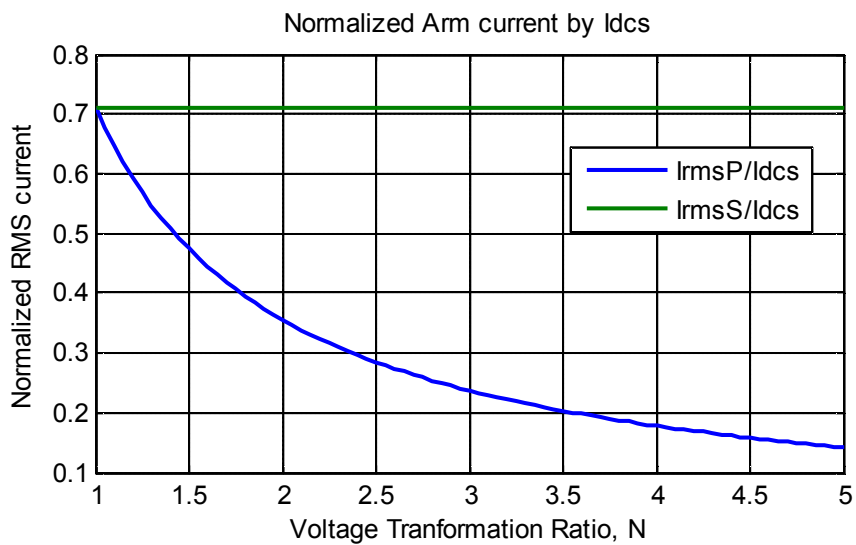


그림 3-23 Topology I의 1/2차측 Arm 에 흐르는 RMS 전류의 정규화값
(Modulation Index=0.75).

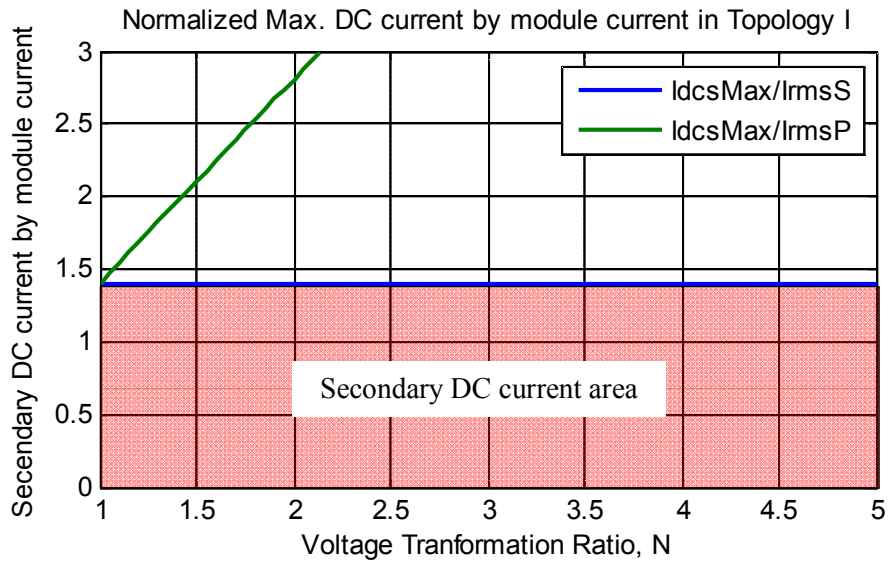


그림 3-24 Topology I에서 모듈의 전류를 기준으로 하는 2차측 직류 전류의 정규화값 (Modulation Index=0.75).

3.2.2 변압기를 통해 연결된 직류/교류/직류 컨버터의 제어

Topology I은 2개의 MMC가 변압기를 통해 연결된 구조이다. 따라서 2개의 독립된 MMC의 제어를 통해 전체 컨버터 제어가 가능하다. MMC의 제어는 앞서 2장에서 설명한 제어 방법을 사용할 수 있다. 2장에서 설명된 MMC의 제어는 MMC를 구성하는 모듈의 캐패시터에 저장된 에너지의 합을 일정하게 유지함으로써 구현된다.

직류단의 전력 지령이 주어지면, MMC는 직류단 전류를 제어함으로써 직류 전력을 받아들이거나 보내게 된다. 직류 전력은 우선적으로 MMC 내부의 캐패시터를 통해서 들어오거나 보내진다. MMC에서 전달한 직류 전력을 교류단에서 공급해야 하는데, 직류단에서 전달받는 교류 전력의 양은 MMC 내부 캐

패시터에 저장된 에너지를 설계된 수준으로 유지하기 위해 구현된 제어기를 통해 얻어질 수 있다. 즉, 교류단 전력은 MMC 내부 캐패시터 에너지 제어를 통해 제어된다.

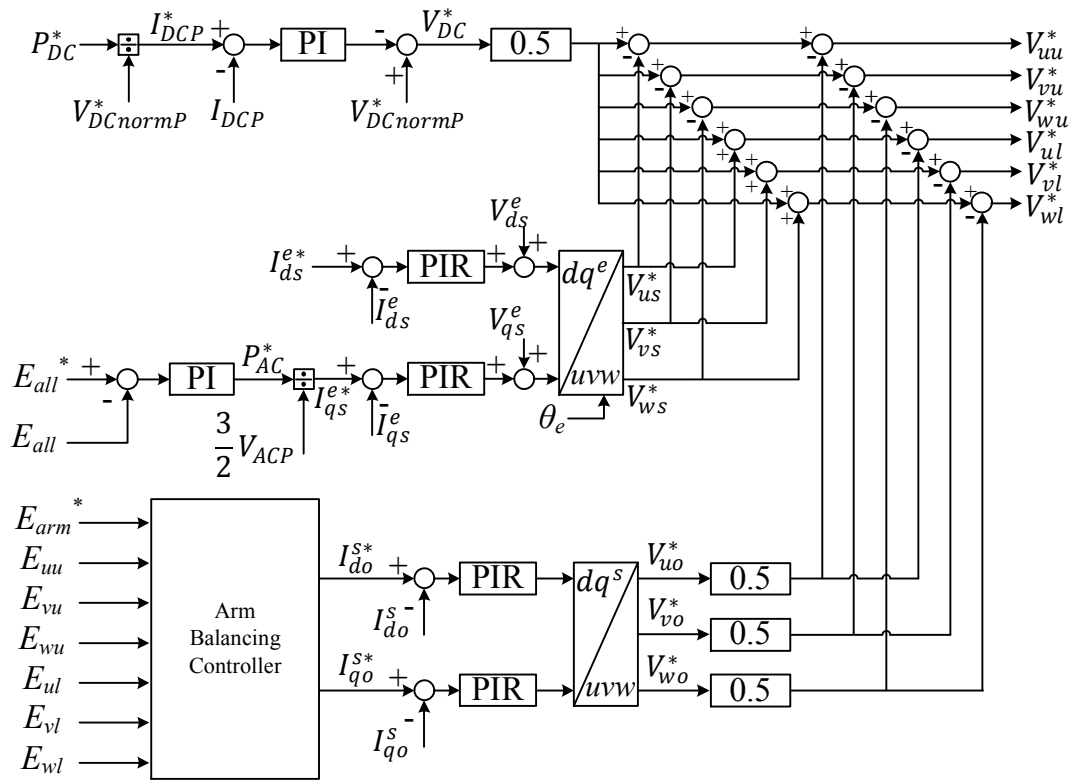


그림 3-25 Topology I의 MMCP 제어 구조.

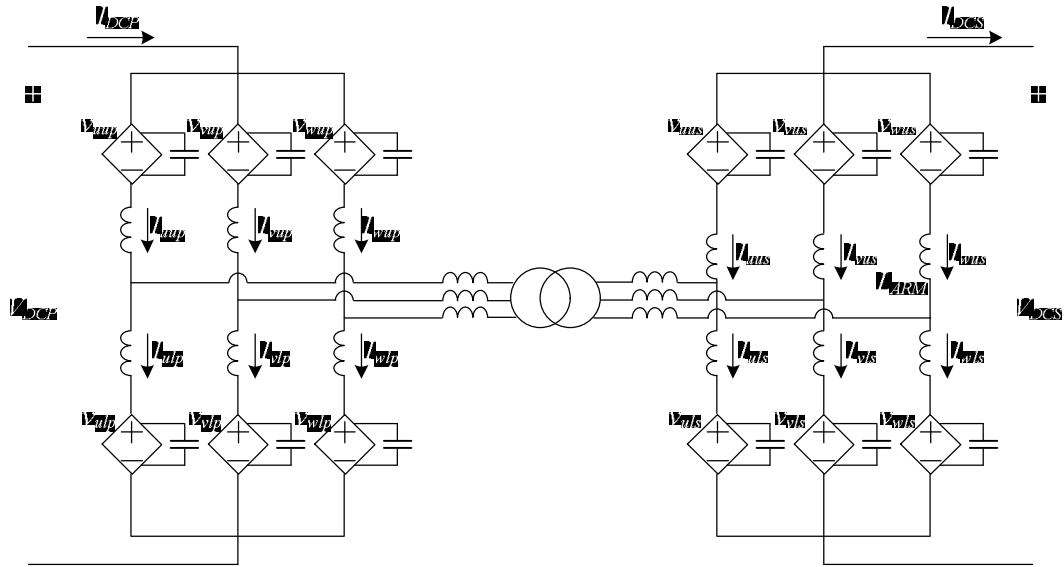


그림 3-26 Topology I의 간략한 제어 모델.

Topology I에서도 동일한 제어 개념을 사용할 수 있다. 전체 컨버터가 양 직류단 간에 전달해야 될 전력이 정해지면, 2개의 MMC 중 1개의 MMC에서 직류단의 전력을 제어한다. MMCP에서 직류단 전력을 제어한다고 가정하면, 직류단 전력을 제어하는 MMCP는 직류단 전력으로 인해 발생한 캐패시터 에너지의 변동을 보상하기 위한 교류단 전력을 계산하여 제어한다. 교류 회로를 통해 MMCP와 연결된 MMCS는 교류단 전류를 제어하지 않는다. MMCP에서 제어하는 교류 전류에 의해 MMCP에서부터 MMCS로 전력이 전달된다. MMCS는 교류단을 통해 MMCP로 전달받은 전력을 2차측 직류단에서 보상해야 한다. 즉, MMCS의 캐패시터 에너지의 변동을 보상하기 위한 2차측 직류단 전력을 제어하게 된다.

Modulation Index(Modulation Index)로 표현할 수 있다. Modulation Index가 클수록, 교류단 전압의 크기가 크다. 따라서, 동일한 전력을 전달하는데 필요한 교류 전류의 크기가 줄어든다. 교류 전류는 양 MMC 모두 흐르게 되며, 전류가 클수록 MMC의 도통 손실이 증가한다. 뿐만 아니라 교류 전류가 크면, MMC의 Arm 캐패시터의 전압 변동이 더 커진다. Modulation Index를 크게 할수록 도통 손실을 줄일 수 있고 캐패시터 전압 변동을 줄일 수 있다는 장점이 있지만, 전압 합성을 위한 전압 여유분을 위해 Modulation Index를 적절하게 설계해야 한다.

표 3.2. MMC를 이용한 직류/교류/직류 컨버터의 제정수.

| 제정수 종류 | 값 | 제정수 종류 | 값 |
|------------------|--------------------|-------------|--------------------|
| 1차 직류단 전압 | $\pm 256\text{kV}$ | 2차 직류단 전압 | $\pm 170\text{kV}$ |
| 1차 직류단 정격 전류 | 1kA | 전압 변환율 | 3:2 |
| Modulation Index | 0.75 | 교류단 상전압 침투값 | 192kV |
| 교류단 주파수 | 50Hz | 모듈 캐패시터 전압 | 2kV |
| Arm 인덕턴스 | 20mH | 모듈 캐패시턴스 | 5mF |

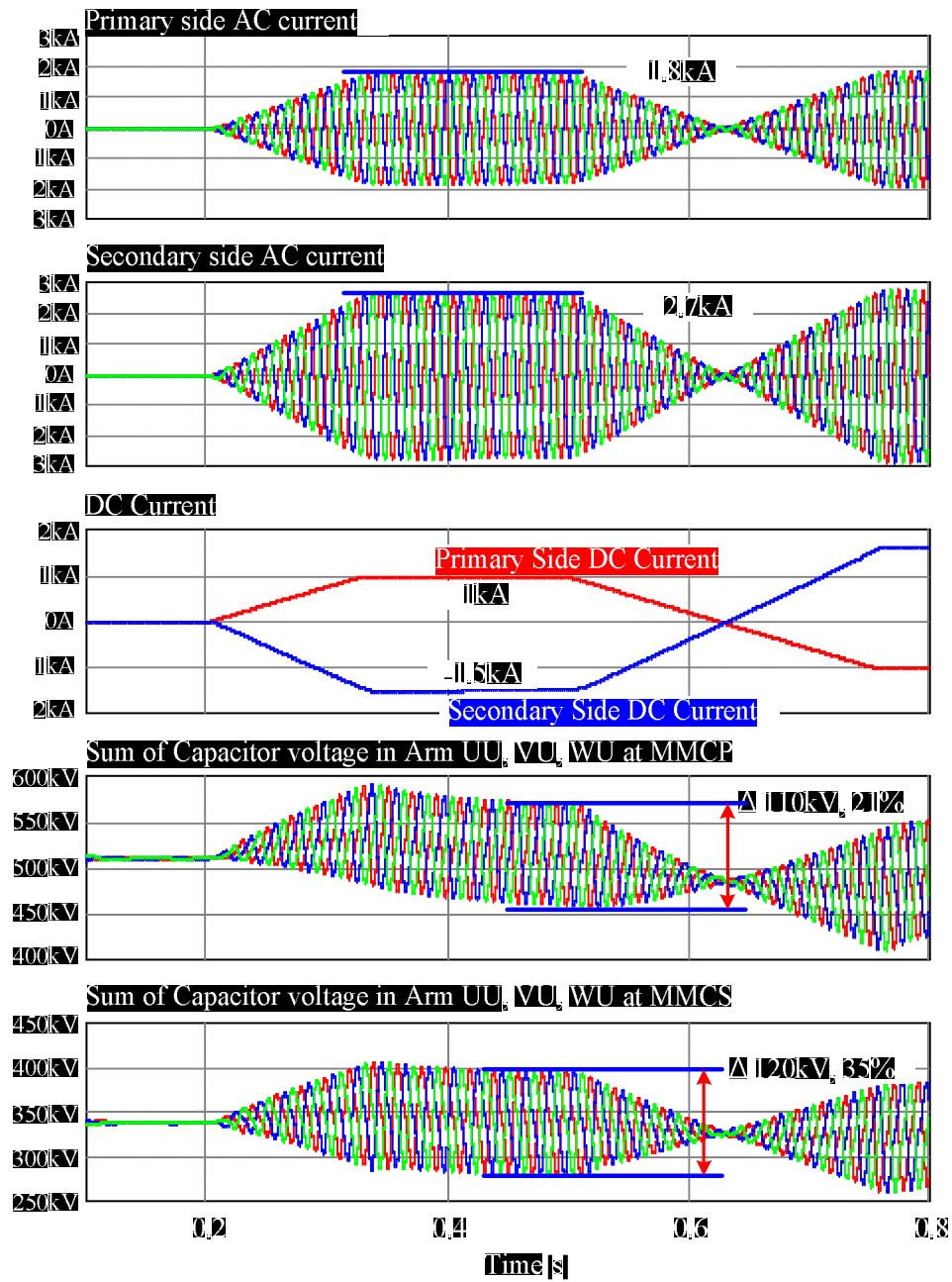


그림 3-28 Topology I에서 상전류, 직류전류, 캐패시터 전압 (Modulation Index=0.75).

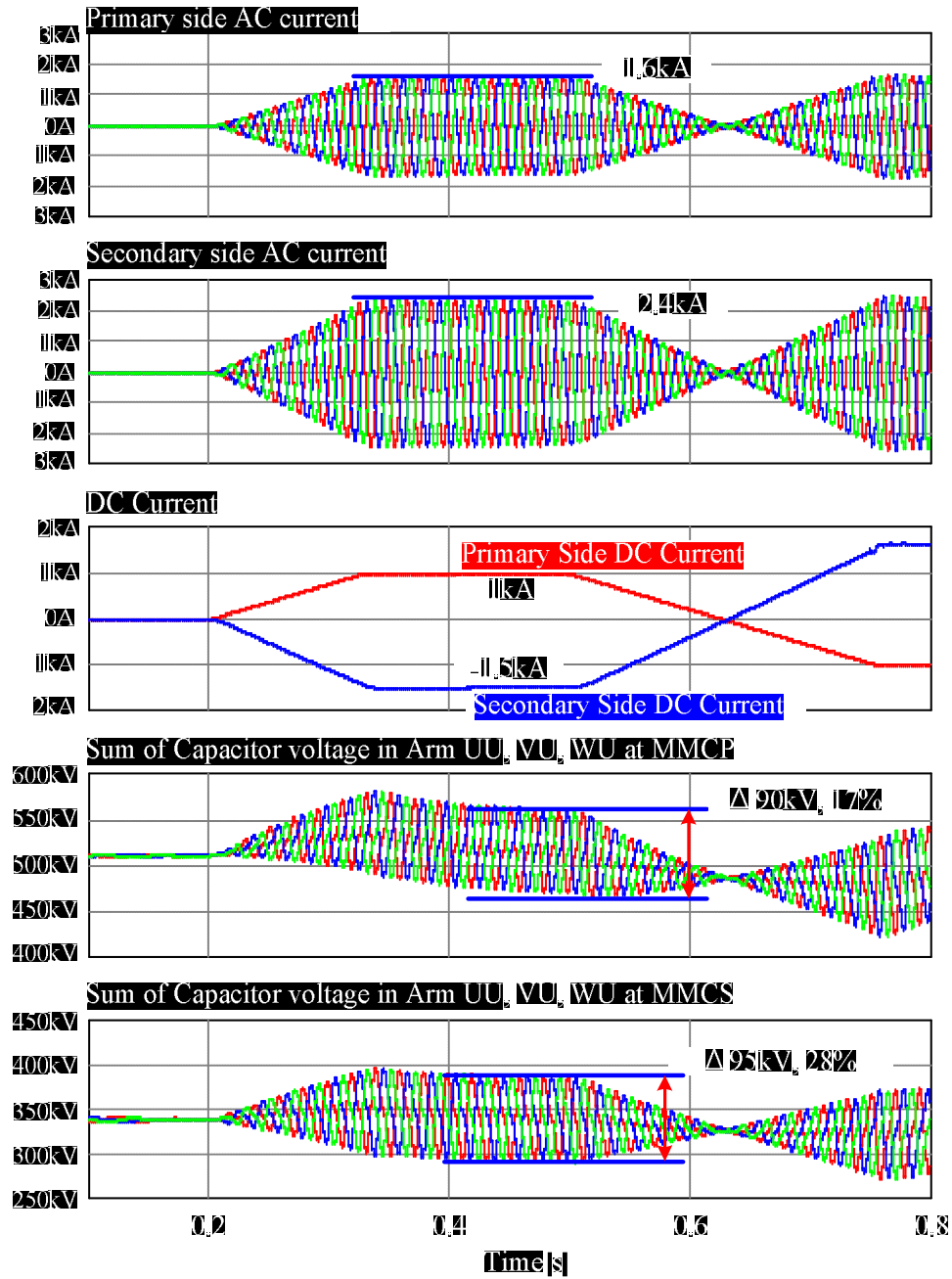


그림 3-29 Topology I에서 상전류, 직류전류, 캐패시터 전압 (Modulation Index=0.85).

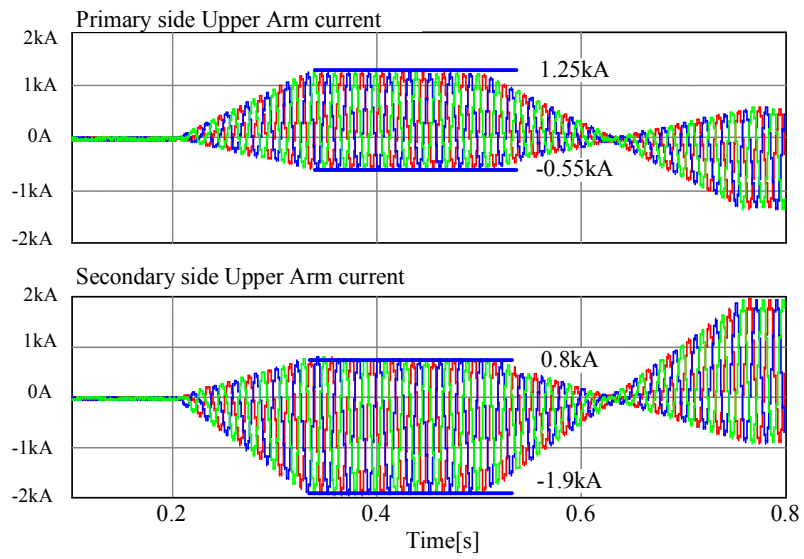


그림 3-30 Topology I에서 Upper Arm의 전류 (Modulation Index=0.75).

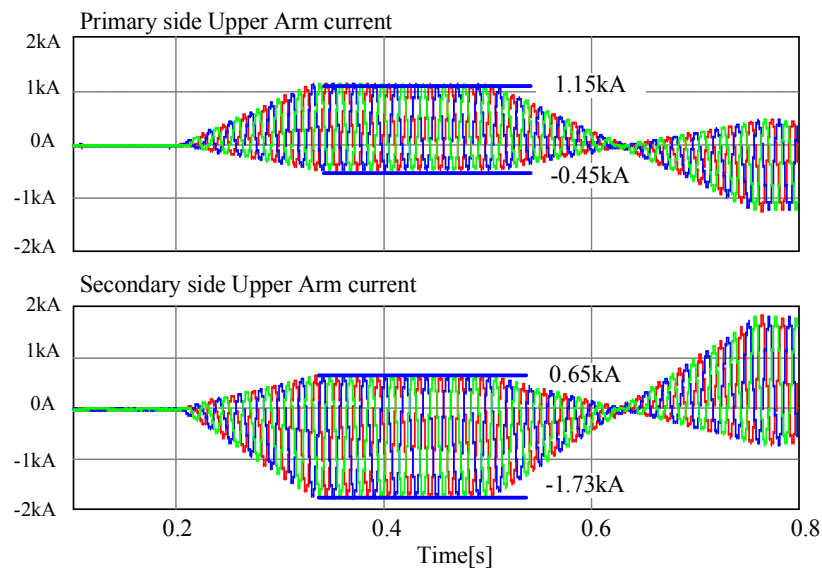


그림 3-31 Topology I에서 Upper Arm의 전류 (Modulation Index=0.85).

3.3 내부 변압기를 사용하는 직류/직류 컨버터

3.3.1 내부 변압기를 사용하는 직류/직류 컨버터의 구조

본 장에서는 내부 변압기를 사용하는 직류/직류 시스템의 일반적인 구조를 통해 제어 방법을 제안한다. 현재 기술 수준으로 송전 계통에 사용될 수 있는 컨버터의 구조로는 MMC가 효율과 구현 가능성에서 가장 우수하므로, MMC를 이용한 내부 변압기를 사용하는 직류/직류 시스템의 제어 방법을 설명한다. 아래 그림은 3개의 MMC를 사용한 직류/직류 컨버터의 전력 흐름을 나타낸다.

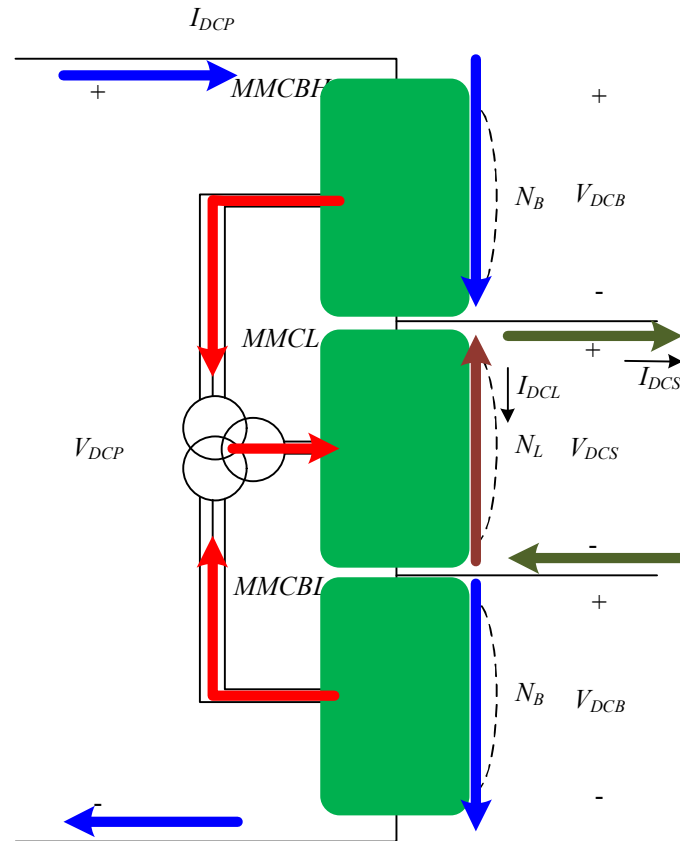


그림 3-32 내부 변압기를 사용하는 Topology II 컨버터의 전력 흐름.

제안된 직류/직류 컨버터는 3개의 일반적인 교류/직류 컨버터로 사용되는 MMC로 구성되어 있다. 저전압단인 2차측 직류단과 직결되어 2차측 직류단 전압을 직접적으로 제어하는 MMCL과, 2차측 직류단과 1차측 직류단의 전압 차이를 보상하여 양 단의 직류 전압을 연결하여 Bridge 역할을 하는 2개의 MMCBH, MMCBL로 구성된다. 1차측 직류 전류는 Bridge MMC인 MMCBH와 MMCBL에 동일하게 흐르게 되며, 이 1차측 직류 전류로 인해 발생하는 추가 전력 혹은 부족 전력은 Bridge MMC와 2차측 MMC인 MMCL간에 연결되는 변압기를 통해 보상된다.

두 개의 직류단의 전압 비 및 직류 전류 비를 다음과 같이 정의한다. MMCL에 흐르는 직류 전류는 1차측 직류 전류와 2차측 직류 전류에 의해 자연스럽게 결정된다.

$$V_{DCP}:V_{DCS} = N:1 \quad (3.38)$$

$$I_{DCP}:I_{DCS} = 1:N \quad (3.39)$$

$$V_{DCP} = 2V_{DCB} + V_{DCS} \quad (3.40)$$

$$I_{DCL} = I_{DCP} - I_{DCS} \quad (3.41)$$

이때, 1차측과 2차측의 물리량을 비교하기 위해서 1차측 전압과 전류를 2차측 전압과 전류로 표현하면 다음과 같다.

$$I_{DCP} = \frac{1}{N}I_{DCS} \quad (3.42)$$

$$I_{DCL} = \frac{1}{N}I_{DCS} - I_{DCS} = \frac{1-N}{N}I_{DCS} \quad (3.43)$$

$$V_{DCB} = \frac{1}{2}(V_{DCP} - V_{DCS}) = \frac{N-1}{2}V_{DCS} \quad (3.44)$$

1차측 직류단과 2차측 직류단의 전력은 순시적으로 같아야 한다. 1차측 직류단으로부터 전체 컨버터에 흐르는 전력과 2차측 직류단으로 전체 컨버터로부터 흘러 나가는 전력은 다음과 같다.

$$P_{DCP} = V_{DCP}I_{DCP} \quad (3.45)$$

$$P_{DCS} = V_{DCS}I_{DCS} \quad (3.46)$$

$$P_{DCP} = P_{DCS} \quad (3.47)$$

1차측 직류단과 2차측 직류단의 전력이 순시적으로 같기 때문에, MMCL과 MMCBH, MMGBL에 발생하는 순시적인 전력의 합은 0이어야 한다.

$$P_{DCB} = V_{DCB}I_{DCP} \quad (3.48)$$

$$P_{DCL} = V_{DCS}I_{DCL} \quad (3.49)$$

$$2P_{DCB} + P_{DCL} = 0 \quad (3.50)$$

위 Topolgy II의 컨버터 내부 전력의 합이 0이 되어야 하는 조건은 다음과 같이 자명하게 성립한다.

$$P_{DCB} = \frac{N-1}{2}V_{DCS}\frac{1}{N}I_{DCS} = \frac{N-1}{2N}P_{DCS} \quad (3.51)$$

$$P_{DCL} = V_{DCS}\frac{1-N}{N}I_{DCS} = \frac{1-N}{N}P_{DCS} \quad (3.52)$$

$$2P_{DCB} + P_{DCL} = \frac{N-1}{N}P_{DCS} + \frac{1-N}{N}P_{DCS} = 0 \quad (3.53)$$

위 관계식에 의하면, 전력이 1차측에서 2차측으로 전달되는 조건에서 1차측 직류단 직류 전류에 의해서 MMCBH와 MMCBL의 에너지는 증가하게 되고, MMCL의 에너지는 감소하게 된다. 즉, 컨버터의 전체적인 전력은 항상 일정하게 유지되지만 MMCBH, MMCBL의 에너지와 MMCL의 에너지는 불균형해져서 각 MMC의 캐패시터 전압이 발산하거나 0으로 떨어져 시스템의 운전이 불가능하게 된다. Topology II 컨버터의 정상적인 운전을 위해서는 MMCBH, MMCBL의 에너지를 MMCL로 전달해야 한다. Topolgy II 컨버터 내부에 Bridge MMC인 MMCBH, MMCBL과 2차측 MMC인 MMCL 간에 연결되는 변압기를 통해 Bridge MMC의 에너지를 MMCL로 전달하거나 반대로 MMCL의 에너지를 Bridge MMC로 전달한다.

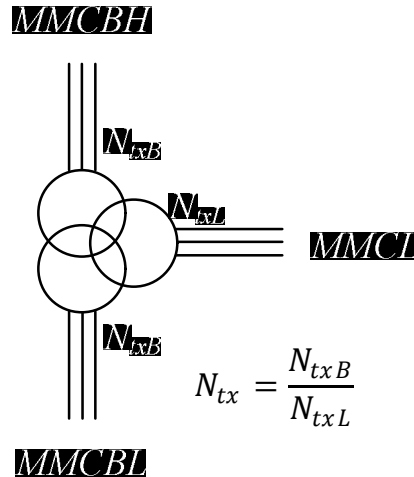


그림 3-33 내부 변압기의 권선비.

Topology II 컨버터 안에 있는 내부 변압기의 권선비는 변압기 권선이 연결되는 MMC의 전압 정격과 비례한다. 따라서, 변압기의 권선비는 다음과 같다.

$$N_{txB}:N_{txL} = V_{DCB}:V_{DCS} = N_B:N_L \quad (3.54)$$

$$N_{tx} = \frac{N_{txB}}{N_{txL}} = \frac{V_{DCB}}{V_{DCS}} = \frac{1}{2}(N-1) \quad (3.55)$$

변압기를 통한 교류 회로에 연결된 MMCL의 상전압 지령은 다음과 같이 결정된다.

$$\begin{aligned} V_{ACLu} &= V_{ACL}\sin(\omega t) \\ V_{ACLv} &= V_{ACL}\sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_{ACLw} &= V_{ACL}\sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (3.56)$$

이때, 교류 회로에 인가되는 상전압의 크기는 일반적인 MMC 제어에서 다음과 같이 결정된다. 여기에 사용되는 m_L 은 Modulation Index로 일반적인 값인 0.75를 사용한다.

$$V_{ACL} = \frac{1}{2}m_L V_{DCS} \quad (3.57)$$

같은 방식으로 변압기를 통한 교류 회로에 연결된 MMCBH와 MMCBL의 상전압 지령은 다음과 같이 결정된다.

$$V_{ACBu} = V_{ACB} \sin(\omega t)$$

$$V_{ACBv} = V_{ACB} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$V_{ACBw} = V_{ACB} \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)$$
(3.58)

$$V_{ACB} = \frac{1}{2} m_B V_{DCB}$$
(3.59)

MMCL과 MMCBH, MMCBL의 Modulation Index가 같다면, 위에서 결정된 교류 회로의 상전압의 크기는 변압기의 권선비와 같게 된다. 왜냐하면, 상전압의 크기와 변압기의 권선비 모두 각 MMC의 직류 전압의 비율로 결정되기 때문이다.

$$V_{ACB}:V_{ACL} = \frac{1}{2} m_B V_{DCB} : \frac{1}{2} m_L V_{DCS} = V_{DCB}:V_{DCS}$$
(3.60)

$$V_{ACB} = N_{tx} V_{ACL} = \frac{1}{2} (N - 1) V_{ACL}$$
(3.61)

변압기를 통해 전달되는 교류 전력은 직류단 직류 전류로 인해 발생하는 각 MMC의 직류 전력을 순환하여, 각 MMC의 캐패시터에 저장된 에너지를 일정하게 유지할 수 있게 한다. 교류 회로에 흐르는 무효 전력을 0으로 제어한다면, 교류 회로를 통해 흐르는 유효 전력은 다음과 같이 계산된다.

$$P_{ACL} = \frac{3}{2} V_{ACL} I_{ACL} = \frac{3}{4} m_L V_{DCS} I_{ACL}$$
(3.62)

$$P_{ACB} = \frac{3}{2} V_{ACB} I_{ACB} = \frac{3(N-1)}{8} m_B V_{DCS} I_{ACB}$$
(3.63)

각 MMC의 전력이 순시적으로 0이 되기 위해서는 각 MMC의 직류단 전력과 교류 전력의 합이 0으로 제어되어야 한다. MMCL의 순시 전력이 0이 되기 위해서 교류 회로의 전류 크기는 다음과 같이 제어되어야 한다.

$$P_{DCL} + P_{ACL} = V_{DCS} \frac{1-N}{N} I_{DCS} + \frac{3}{4} m_L V_{DCS} I_{ACL} = 0 \quad (3.64)$$

$$I_{ACL} = \frac{4}{3m_L} \frac{N-1}{N} I_{DCS} \quad (3.65)$$

같은 방식으로 MMCBH와 MMCBL의 순시 전력이 0이 되도록 교류 회로의 전류 크기 역시 다음과 같이 제어된다.

$$P_{DCB} + P_{ACB} = \frac{N-1}{2} V_{DCS} \frac{1}{N} I_{DCS} + \frac{3(N-1)}{8} m_B V_{DCS} I_{ACB} = 0 \quad (3.66)$$

$$I_{ACB} = \frac{-4}{3m_B} \frac{1}{N} I_{DCS} \quad (3.67)$$

MMCL과 MMCBH, MMCBL의 교류 전압을 합성하는 Modulation Index가 같다고 가정하면, 교류 회로의 전류 크기의 비율은 변압기의 권선비의 역수와 일치한다.

$$2I_{ACB}:I_{ACL} = -2 \frac{4}{3m_B} \frac{1}{N} I_{DCS} : \frac{4}{3m_L} \frac{N-1}{N} I_{DCS} = -2:N-1 = \frac{-1}{N_{tx}}:1 \quad (3.68)$$

MMCL과 연결된 변압기에 흐르는 상전류는 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
I_{ACLu} &= I_{ACL} \sin(\omega t) = \frac{4}{3m_L} \frac{N-1}{N} I_{DCS} \sin(\omega t) \\
I_{ACLv} &= I_{ACL} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) = \frac{4}{3m_L} \frac{N-1}{N} I_{DCS} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\
I_{ACLw} &= I_{ACL} \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) = \frac{4}{3m_L} \frac{N-1}{N} I_{DCS} \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)
\end{aligned} \tag{3.69}$$

MMCL의 각 Arm에 흐르는 전류는 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
I_{Luu} &= \frac{1}{3} I_{DCL} + \frac{1}{2} I_{ACLu} = \frac{1}{3} \frac{1-N}{N} I_{DCS} + \frac{2}{3m_L} \frac{N-1}{N} I_{DCS} \sin(\omega t) \\
I_{Lvu} &= \frac{1}{3} I_{DCL} + \frac{1}{2} I_{ACLv} = \frac{1}{3} \frac{1-N}{N} I_{DCS} + \frac{2}{3m_L} \frac{N-1}{N} I_{DCS} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\
I_{Lwu} &= \frac{1}{3} I_{DCL} + \frac{1}{2} I_{ACLw} = \frac{1}{3} \frac{1-N}{N} I_{DCS} + \frac{2}{3m_L} \frac{N-1}{N} I_{DCS} \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \\
I_{Lul} &= \frac{1}{3} I_{DCL} - \frac{1}{2} I_{ACLu} = \frac{1}{3} \frac{1-N}{N} I_{DCS} - \frac{2}{3m_L} \frac{N-1}{N} I_{DCS} \sin(\omega t) \\
I_{Lvl} &= \frac{1}{3} I_{DCL} - \frac{1}{2} I_{ACLv} = \frac{1}{3} \frac{1-N}{N} I_{DCS} - \frac{2}{3m_L} \frac{N-1}{N} I_{DCS} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\
I_{Lwl} &= \frac{1}{3} I_{DCL} - \frac{1}{2} I_{ACLw} = \frac{1}{3} \frac{1-N}{N} I_{DCS} - \frac{2}{3m_L} \frac{N-1}{N} I_{DCS} \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)
\end{aligned} \tag{3.70}$$

MMCBH 및 MMCBL과 연결된 변압기에 흐르는 상전류는 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
I_{ACBu} &= I_{ACB} \sin(\omega t) = \frac{-4}{3m_B} \frac{1}{N} I_{DCS} \sin(\omega t) \\
I_{ACBv} &= I_{ACB} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) = \frac{-4}{3m_B} \frac{1}{N} I_{DCS} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\
I_{ACBw} &= I_{ACB} \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) = \frac{-4}{3m_B} \frac{1}{N} I_{DCS} \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)
\end{aligned} \tag{3.71}$$

MMCBH와 MMCBL의 각 Arm에 흐르는 전류는 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
I_{Buu} &= \frac{1}{3}I_{DCP} + \frac{1}{2}I_{ACBu} = \frac{1}{3}\frac{1}{N}I_{DCS} + \frac{-2}{3m_B}\frac{1}{N}I_{DCS}\sin(\omega t) \\
I_{Bvu} &= \frac{1}{3}I_{DCP} + \frac{1}{2}I_{ACBv} = \frac{1}{3}\frac{1}{N}I_{DCS} + \frac{-2}{3m_B}\frac{1}{N}I_{DCS}\sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\
I_{Bwu} &= \frac{1}{3}I_{DCP} + \frac{1}{2}I_{ACBw} = \frac{1}{3}\frac{1}{N}I_{DCS} + \frac{-2}{3m_B}\frac{1}{N}I_{DCS}\sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \\
I_{Bul} &= \frac{1}{3}I_{DCP} - \frac{1}{2}I_{ACBu} = \frac{1}{3}\frac{1}{N}I_{DCS} - \frac{-2}{3m_B}\frac{1}{N}I_{DCS}\sin(\omega t) \\
I_{Bvl} &= \frac{1}{3}I_{DCP} - \frac{1}{2}I_{ACBv} = \frac{1}{3}\frac{1}{N}I_{DCS} - \frac{-2}{3m_B}\frac{1}{N}I_{DCS}\sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\
I_{Bwl} &= \frac{1}{3}I_{DCP} - \frac{1}{2}I_{ACBw} = \frac{1}{3}\frac{1}{N}I_{DCS} - \frac{-2}{3m_B}\frac{1}{N}I_{DCS}\sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)
\end{aligned} \tag{3.72}$$

Topology II 컨버터의 도통손실의 분석을 위해서는 컨버터에 사용되는 모듈의 개수 및 IGBT의 개수를 결정해야 한다. 정상상태 운전 조건에서 각 MMC는 MMC에 인가되는 직류 전압과 비례하여 MMC의 모듈이 필요하다. IGBT의 도통손실을 최소화하기 위해서 각 모듈을 Half-Bridge 컨버터로 사용한다면, 각 MMC의 모듈 개수의 비율은 다음과 같다.

$$N_B:N_L = V_{DCB}:V_{DCS} = \frac{N-1}{2}:1 \tag{3.73}$$

Topology II 컨버터의 모듈 개수를 일반화하기 위해서, MMCL의 1개 leg에 포함된 Half-Bridge 컨버터 모듈의 개수를 M개라고 하면, 각 MMC에 연결되는

모듈의 개수는 다음과 같다.

$$N_L = M \quad (3.74)$$

$$N_B = \frac{N-1}{2}M \quad (3.75)$$

따라서, 정상상태 운전 조건에서 2개의 Bridge MMC와 2차측에 연결된 MMC에 필요한 전체 모듈의 개수는 다음과 같다.

$$N_{Normal} = N_L + 2N_B = NM \quad (3.76)$$

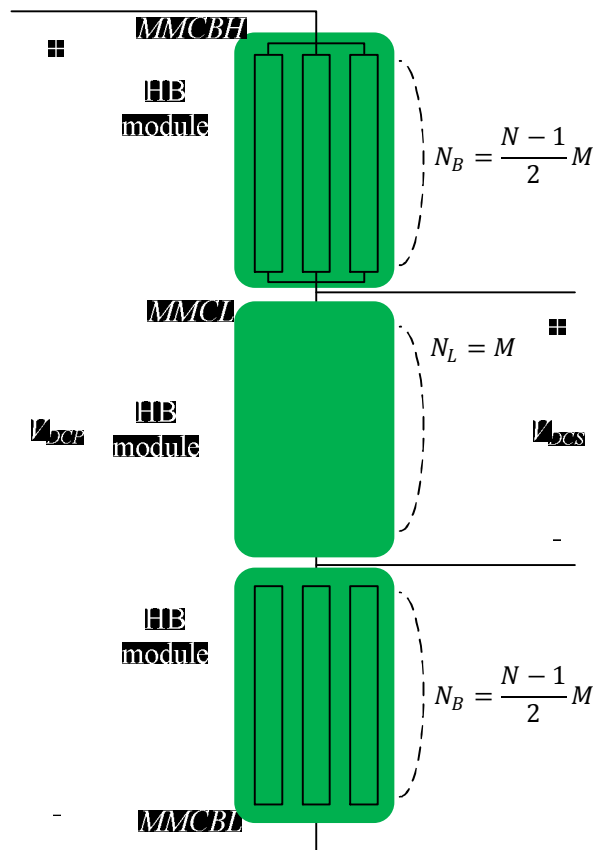


그림 3-34 정상상태 운전을 위한 각 MMC의 모듈 개수.

정상 상태 운전 조건에서 MMCL의 각 Arm에 흐르는 전류의 실효값과 MMCBH, MMCBL의 각 Arm에 흐르는 전류의 실효값은 다음과 같다.

$$I_{Lrms} = \frac{N-1}{3N} \sqrt{1 + \frac{2}{m_L^2}} I_{DCS} \quad (3.77)$$

$$I_{Brms} = \frac{1}{3N} \sqrt{1 + \frac{2}{m_B^2}} I_{DCS} \quad (3.78)$$

각 모듈에서 발생하는 도통손실을 일정 전압 V_{CL} 으로 모델링하면, 도통손실은 전류가 흐르는 모듈의 개수에 비례한다. 따라서, 모듈에 흐르는 전류의 실효치와 모듈의 손실을 모의하기 위해 가정한 전압의 곱을 모듈의 도통손실로 모의하고, 전체 손실은 모듈의 도통손실에 모듈 개수를 곱하여 얻을 수 있다. MMCL과 MMCBH, MMCBL의 도통손실은 각각 다음과 같이 간략히 계산할 수 있다.

$$P_L = 3 \times I_{Lrms} \times V_{CL} N_L = \frac{N-1}{N} \sqrt{1 + \frac{2}{m_L^2}} I_{DCS} V_{CL} M \quad (3.79)$$

$$P_B = 3 \times I_{Brms} \times V_{CL} N_B = \frac{N-1}{2N} \sqrt{1 + \frac{2}{m_B^2}} I_{DCS} V_{CL} M \quad (3.80)$$

따라서, MMCL과 MMCBH, MMCBL의 전체 도통손실을 합한 전체 도통손실은 모든 MMC의 Modulation Index가 같다고 할때, 다음과 같다.

$$m = m_L = m_B \quad (3.81)$$

$$P_{CL} = P_L + 2P_B = \frac{2(N-1)}{N} \sqrt{1 + \frac{2}{m^2} I_{DCS} V_{CL} M} \quad (3.82)$$

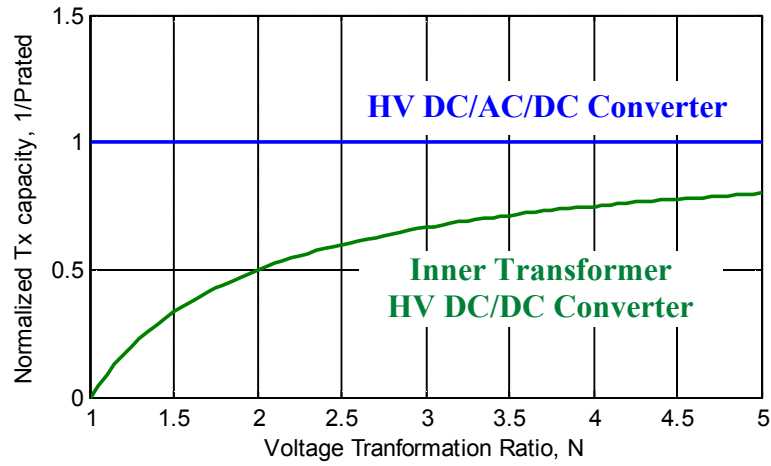


그림 3-35 Topology I과 Topology II에 사용되는 변압기 용량.

Topology I 컨버터에 비하여 Inner transformer Topology II 컨버터는 사용되는 모듈의 개수가 작을 뿐 아니라, 사용되는 변압기의 용량도 작다. Topology I 컨버터의 변압기 용량은 전달되는 전체 전력 용량이어야 하지만, Inner transformer Topology II 컨버터의 경우에는 1차측 직류단 전압과 2차측 직류단 전압의 비율 차이만큼의 전력을 전달한다.

$$P_{tx} = \frac{N-1}{N} P_{DCS} \quad (3.83)$$

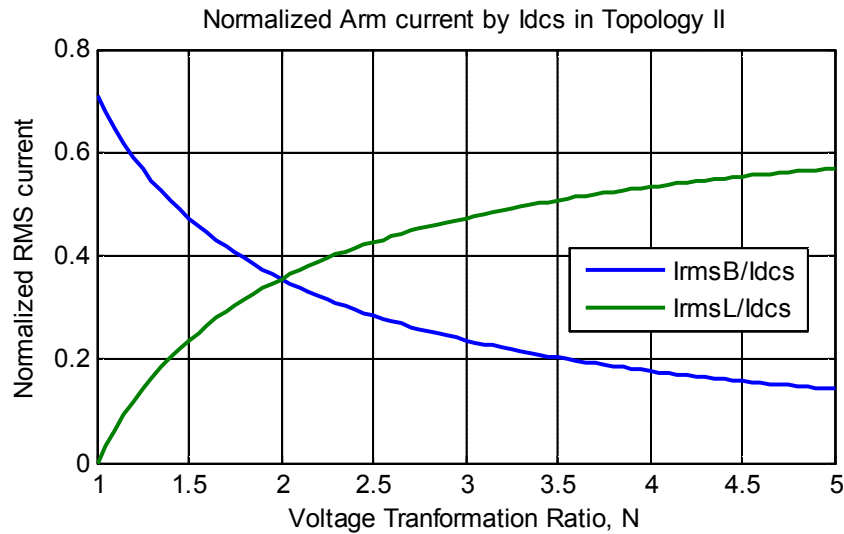


그림 3-36 Topology II의 MMCBH/L과 MMCL의 Arm 에 흐르는 RMS 전류의 정규화값(Modulation Index=0.75).

3.3.2 직류단 단락 사고를 고려하여 Full-Bridge 모듈을 사용하는 구조

Topology II의 컨버터가 Half-Bridge 컨버터로 모듈을 구성한 경우, 직류단 단락 사고에 대한 대응 전략이 컨버터 내부에 존재하지 않는다. 직류단 단락 사고가 발생했을 경우, 사고의 확장을 막고 사고가 발생한 직류단으로부터 컨버터를 보호하기 위해 사용되는 일반적인 방법은 직류단 차단기(DC Circuit Breaker)이다. 하지만, 송전 계통에서 직류단 차단기는 아직 연구 개발 중에 있으며, 상용화되지 못했다. 따라서, 송전 계통에 사용될 것으로 제안되고 있는 컨버터는 직류단 단락 사고에 대한 내재적인(Inherent) 차단 기능을 가지고 있도록 연구되고 있다.

직류단 단락 사고가 발생했을 경우, 송전용 직류/직류 컨버터는 두 가지 역할을 수행해야 한다. 첫째, 1차측 혹은 2차측 직류단에 발생한 사고의 영향이

2차측 혹은 1차측 직류단으로 전달되지 않도록 해야 한다. 둘째, 직류단 단락 사고에 의해 발생하는 사고 전류에 의해서 직류/직류 컨버터가 소손되지 않도록 보호해야 한다.

다음 그림은 2차측 직류단의 단락 사고 발생시, Topolgy II 컨버터의 상태를 나타낸다.

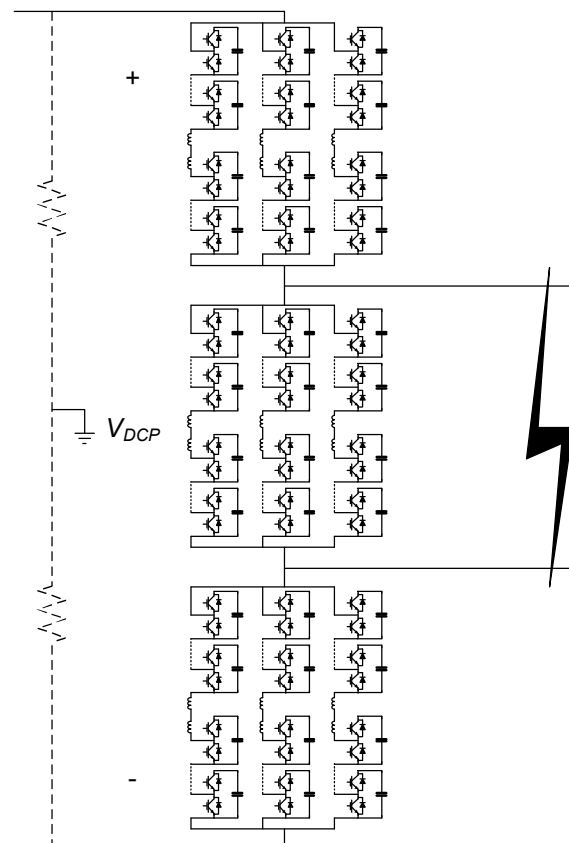


그림 3-37 2차측 직류단 단락 사고에 대한 Topolgy II 구조.

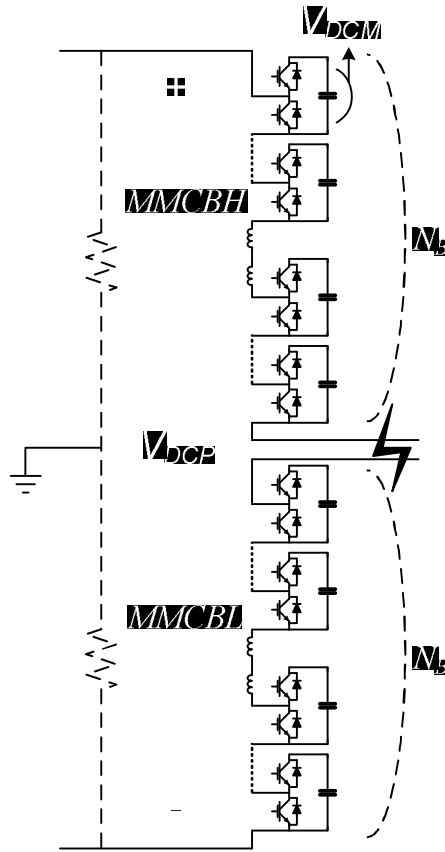


그림 3-38 2차측 직류단 단락 사고 조건에서 Topology II의 모든 스위치 차단 구조.

2차측 단락 사고 발생시, MMCBH, MMCBL 2개의 MMC에 연결된 모듈이 1차측의 직류단 전압을 유지해야 한다. 이론적으로 각 모듈의 캐패시터 전압의 합이 1차측 직류단 전압과 같으면 2차측의 직류단 단락 사고는 1차측으로 전달되지 않으며, 2차측 단락 조건으로 인하여 1차측 직류단의 과전류가 흐르는 것을 막을 수 있다.

$$V_{DCP} \leq 2N_B V_{DCM} \quad (3.84)$$

각 모듈 캐패시터의 정격 전압은 다음과 같다.

$$V_{DCM} = \frac{2}{M} V_{DCS} \quad (3.85)$$

따라서, 2차측 단락 사고를 컨버터로 분리하기 위한 전압 변환율은 다음과 같은 조건에서 성립한다.

$$N \geq 2 \quad (3.86)$$

즉, 전압 전달율이 2보다 큰 경우에는 정상 조건에서 Topology II 컨버터가 동작하기 위해 설계된 Bridge MMC의 모듈 개수로 2차측 직류단 단락 사고를 컨버터에서 분리할 수 있다. 하지만, 전압 변환율이 2보다 작은 경우에는 정상 조건에서 Topology II 컨버터가 동작하기 위해 필요한 Bridge MMC의 모듈 개수로는 2차측 직류단 사고를 컨버터에서 분리할 수 없다. 따라서, 전압 변환율이 2보다 작은 경우에는 정상 조건에서의 동작에는 필요하지 않지만 2차측 직류단 단락 사고를 분리하기 위해 Bridge MMC의 모듈 개수를 다음의 일정수 이상으로 유지해야 한다.

$$N_B \geq \frac{1}{4} NM \quad (3.87)$$

따라서, 2차측 직류단 단락 사고를 고려한 Bridge MMC의 1개의 Leg에 필요

한 Half-Bridge 모듈의 개수는 전압 변환율에 따라 다음과 같다.

$$\begin{aligned} N_B &= \frac{1}{4}NM & (1 \leq N < 2) \\ N_B &= \frac{1}{2}(N-1)M & (2 \leq N) \end{aligned} \quad (3.88)$$

Topology II 컨버터의 Bridge MMC의 1개 Leg에 구현되는 Half-Bridge 모듈의 개수를 2차측 직류단과 직접 연결되는 MMCL의 1개 Leg에 구현되는 Half-Bridge 모듈의 개수의 25% 이상으로 유지하면, 2차측 직류단 단락 사고에 대해서 컨버터와 1차측 직류단을 보호할 수 있다.

위에서 제시한 Bridge MMC의 Half-Bridge 모듈의 개수 기준은 2차측 직류단의 단락 사고 발생 조건에서 컨버터와 1차측 직류단을 보호하기 위한 조건이다. 1차측 직류단의 단락사고에 대해서는 제안된 Bridge MMC의 Half-Bridge 모듈은 아무런 역할을 하지 못한다. 1차측 직류단이 단락 되었을 때, 2차측의 직류단은 Bridge MMC의 Half-Bridge 모듈의 다이오드를 통해 단락 사고 지점과 연결된다. 이 경우, 사고 전류가 발생하면 컨버터와 2차측 직류단 회로 모두 손상을 입게 된다. 따라서, 1차측 직류단 단락 사고를 막기 위해서는 Bridge MMC의 Leg에 일부 Full-Bridge 모듈이 필요하다. 다음 그림은 Bridge MMC에 Full-Bridge 모듈이 구현된 구조를 간단히 나타낸다.

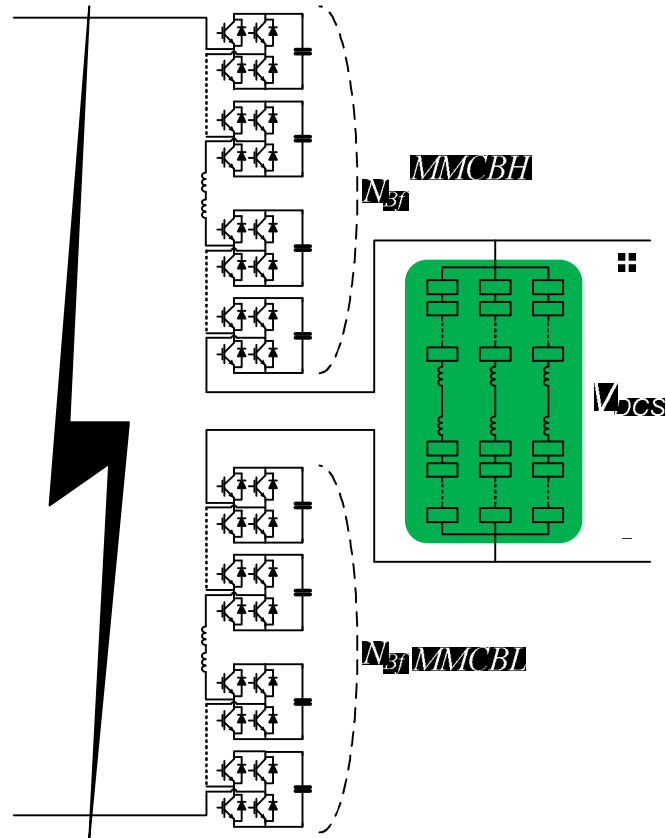


그림 3-39 1차측 직류단 단락 사고를 대응하기 위한 Bridge MMC 내부의 Full-Bridge 모듈 구조.

Bridge MMC에 구현된 Full-Bridge 모듈의 개수는, 직렬로 연결된 캐패시터의 전압이 2차측 직류단 전압의 합과 같거나 커야 한다. 따라서, 1차측 직류단의 단락 사고에 대해 2차측 직류단 회로를 보호하고, 동시에 컨버터를 보호하기 위해서는 Bridge MMC의 1개의 Leg에는 최소한 2차측 직류단과 직접 연결되는 MMCL의 1개 Leg에 구현된 모듈 개수의 25% 이상 필요하다. 실제로 Full-Bridge 모듈은 Half-Bridge 모듈에 비해 전력 반도체 소자의 개수가 2배이고,

전류가 흐르는 경로에 위치하는 반도체 소자 개수가 2배이므로 효율 측면에서 불리하다. 따라서 Full-Bridge 모듈은 1차측 직류단 단락 사고에 대응할 수 있을 최소의 수량만 사용한다.

$$V_{DCS} \leq 2N_{Bf}V_{DCM} \quad (3.89)$$

$$N_{Bf} \geq \frac{1}{4}M \quad (3.90)$$

1차측 직류단 단락 사고를 대응하기 위한 Bridge MMC의 Full-Bridge 모듈의 개수와 2차측 직류단 단락 사고를 대응하기 위한 Bridge MMC의 Half-Bridge 모듈의 개수를 동시에 고려하면, 다음과 같이 Bridge MMC의 모듈 개수를 전압 변환율에 따라 정리할 수 있다.

$$\begin{cases} N_{Bf} = \frac{1}{4}M \\ N_{Bh} = \frac{1}{4}NM - \frac{1}{4}M = \frac{N-1}{4}M \\ N_B = N_{Bf} + N_{Bh} = \frac{1}{4}NM \end{cases} \quad (1 \leq N < 2) \quad (3.91)$$

$$\begin{cases} N_{Bf} = \frac{1}{4}M \\ N_{Bh} = \frac{1}{2}(N-1)M - \frac{1}{4}M = \frac{2N-3}{4}M \\ N_B = N_{Bf} + N_{Bh} = \frac{1}{2}(N-1)M \end{cases} \quad (2 \leq N) \quad (3.92)$$

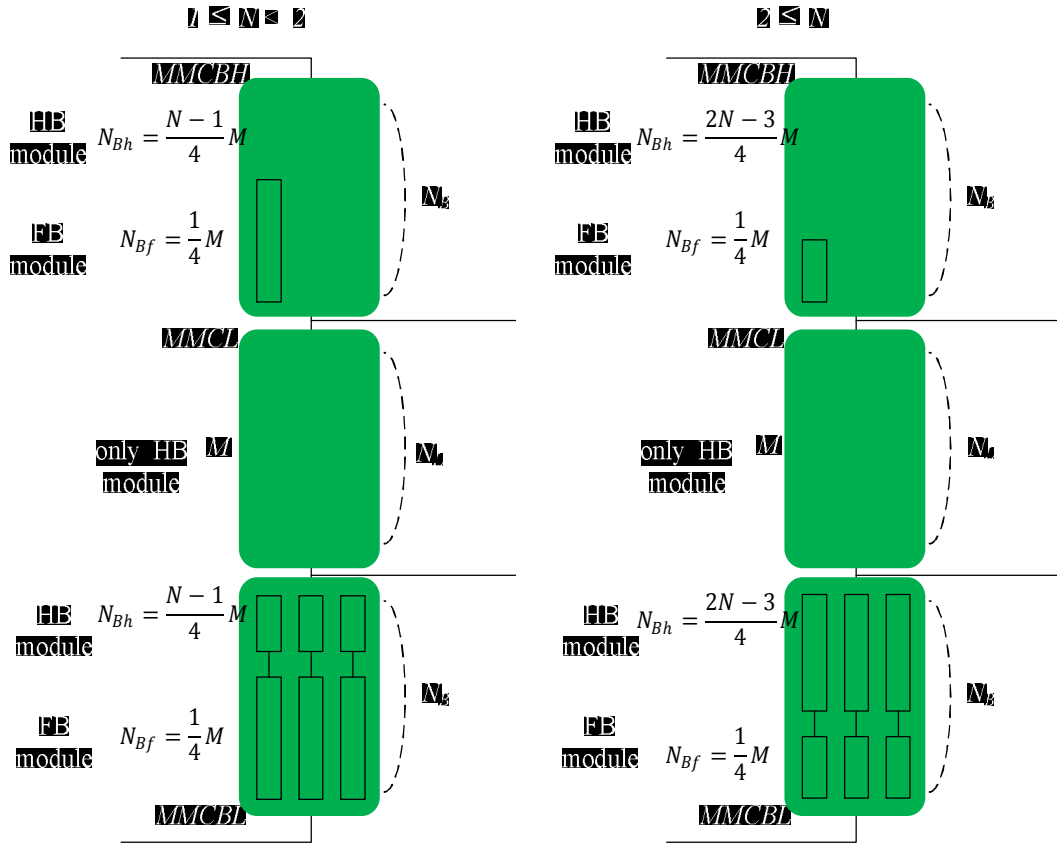


그림 3-40 직류단 단락 사고를 대응하기 위한 각 MMC의 모듈 개수.

직류단 단락 사고를 대응하기 위해 각 MMC의 모듈 개수를 변경한 Topology II 컨버터 구조는 결과적으로 동일한 운전 조건에서 사용하는 모듈의 개수가 증가하게 되어 컨버터에서 발생하는 도통 손실이 증가하게 된다. 정상 운전 조건에서 컨버터의 각 MMC에 흐르는 전류의 실효값은 동일하지만, 전류가 지나가는 모듈의 개수 및 IGBT의 개수가 증가하여 손실이 증가하게 된다. 각 모듈에서 발생하는 도통 손실을 일정 전압 V_{CL} 으로 모델링하면, 도통 손실은 전류가 흐르는 모듈의 개수의 비례한다. Full-Bridge 모듈은 Half-Bridge

모듈의 도통손실에 비해 2배의 도통손실이 발생하는 것으로 가정한다. MMCL과 MMCBH, MMCBL의 도통손실은 각각 다음과 같이 간략히 계산할 수 있다.

$$P_L = 3 \times I_{Lrms} \times V_{CL} N_L = \frac{N-1}{N} \sqrt{1 + \frac{2}{m_L^2} I_{DCS} V_{CL} M} \quad (3.93)$$

$$P_B = 3 \times I_{Brms} \times V_{CL} N_B = \frac{N+1}{4N} \sqrt{1 + \frac{2}{m_B^2} I_{DCS} V_{CL} M} \quad (1 \leq N < 2) \quad (3.94)$$

$$P_B = 3 \times I_{Brms} \times V_{CL} N_B = \frac{2N-1}{4N} \sqrt{1 + \frac{2}{m_B^2} I_{DCS} V_{CL} M} \quad (2 \leq N)$$

각 MMC의 Modulation Index가 동일하다고 가정하면, 전체 도통손실은 다음과 같다.

$$P_{CL} = P_L + 2P_B = \frac{3N-1}{2N} \sqrt{1 + \frac{2}{m^2} I_{DCS} V_{CL} M} \quad (1 \leq N < 2) \quad (3.95)$$

$$P_{CL} = P_L + 2P_B = \frac{4N-3}{2N} \sqrt{1 + \frac{2}{m^2} I_{DCS} V_{CL} M} \quad (2 \leq N)$$

3.3.3. 내부 변압기를 사용하는 직류/직류 컨버터의 제어

Topology II는 3개의 MMC를 직렬로 연결한 구조이다. 양 직류단의 전력을 전달하기 위해서는 3개의 MMC에서의 전력 전달이 필요하다. 그리고 각 MMC의 정상 동작을 위해서 각 Arm의 캐패시터 에너지의 균형 제어가 필요

하다. 2장에서 설명한 순환 전류 모델을 통해 MMC 내부의 캐패시터 에너지 균형 제어가 가능하다.

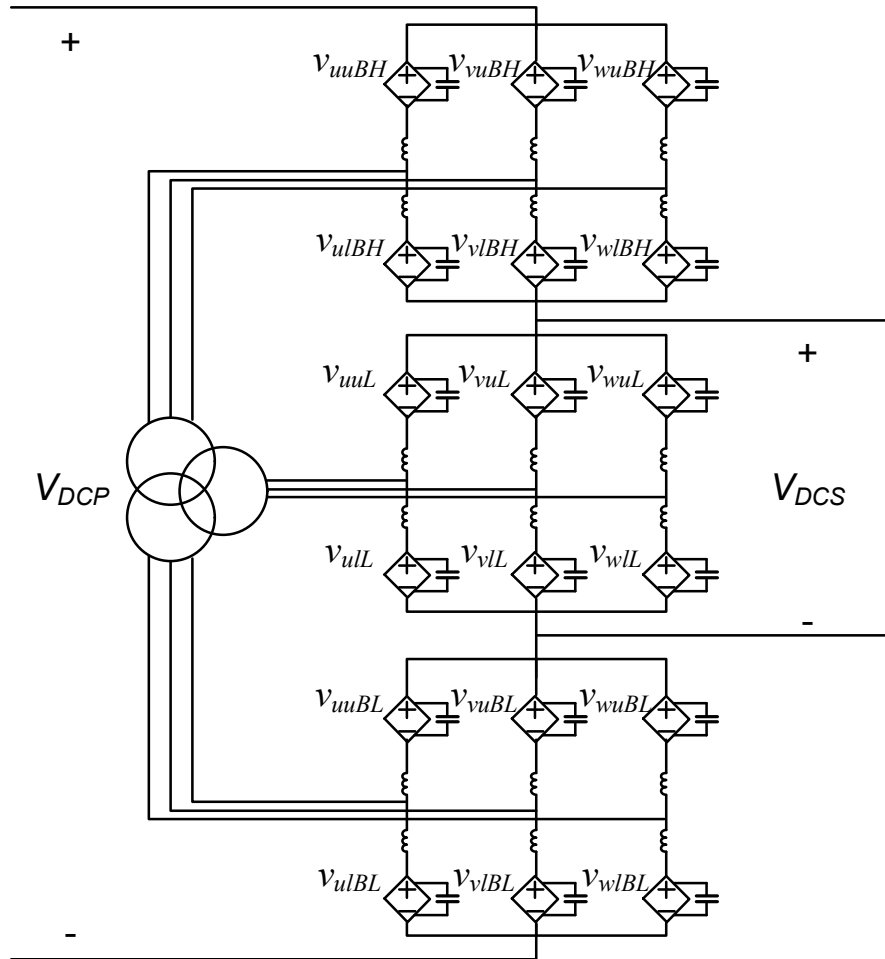


그림 3-41 Topology II의 간략한 제어 모델.

1차측 직류단의 전력 제어가 결정되면, 전력을 제어하기 위한 1차측 직류단

의 직류 전류 지령을 계산할 수 있다. 직류 전류는 PI 제어기를 통해 직류단 전압 지령으로 변환된다. 1차측 직류단의 정격 전압을 더하고, 2차측 직류단의 정격 전압을 빼 값의 절반을 각 MMCBH와 MMCBL의 직류단 전압 지령으로 결정한다.

MMCBH와 MMCBL에 흐르는 직류 전류로 인해 발생하는 모듈 캐패시터 에너지 변동을 보상하기 위하여, MMCBH와 MMCBL 각각의 내부 모듈 캐패시터 에너지의 합을 일정하게 하기 위한 제어기를 구현한다. 제어기의 출력은 교류단 전력 지령이 되며, 교류단 전력을 합성할 교류단 정격 교류 전압으로 나누어 교류단 전류 지령으로 변환한다. 교류단 전류 지령은 MMCB와 MMCL 각각 비례-적분-공진(Proportional-Integral-Resonant: PIR) 제어기를 통해 교류단 전압 지령으로 변환된다. 교류단 전압 지령에는 교류단의 정격 교류 전압이 전향 보상된다. MMC 내부의 에너지 균형 제어를 위해서는, 2장에서 설명한 MMC의 내부 모듈 캐패시터 에너지 균형 제어 기법이 적용된다. 각 Arm의 전압 지령은 위에서 계산된 직류단 전압 지령과 교류단 전압 지령, 그리고 순환 전류 제어를 위한 순환 전압 지령을 이용하여 계산될 수 있다.

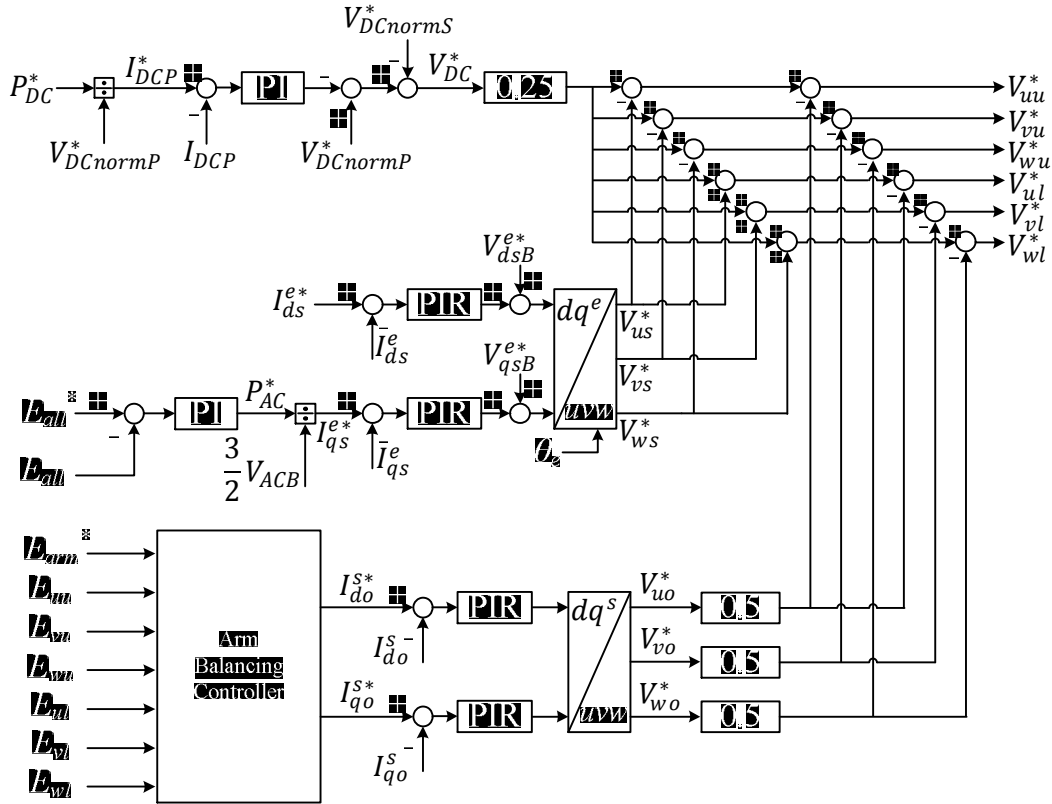


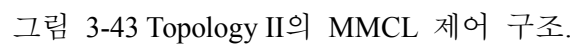
그림 3-42 Topology II의 MMCBH, MMCBL 제어 구조.

2차측에 연결되는 MMCL은 1차측 직류단의 직류 전류를 통해 전달된 전력과 2개의 Bridge MMC와 연결된 교류 회로를 통해 전달받은 전력을 2차측 직류단으로 전달해야 한다. 2차측으로 전달해야 하는 전력의 크기는 물리적으로 MMCL의 내부 캐패시터 에너지의 변동으로 결정될 수 있다. 내부 캐패시터 에너지를 일정하게 유지하기 위한 PI 제어기의 출력이 2차측 직류단 전력으로 계산되며, 2차측 직류단 전력은 2차측 직류 전류로 변환되어 직류 전류 제어기를 통해 2차측 직류단 전압 지령으로 변환된다. MMCL의 교류단 전류는 2개의 Bridge MMC에서 제어된 전류가 흐르게 되므로, 기본파 전류를 제어할 수 없

다. 2개의 Bridge MMC에서 제어된 전류가 변압기를 통해 MMCL로 흐르게 된다. 교류단 전력은 기본파 전류에 의해서만이 전달되므로, 다른 주파수 성분의 전류가 교류단에 흐르는 것을 막기 위하여 교류단 전류 중 기본파를 제외한 성분을 0으로 제어하는 제어기를 포함시킨다. 교류단의 교류 정격 전압을 합성해야 하기 때문에, 교류 정격 전압을 교류단 전류 제어기에 전향 보상하여 교류단 전압 지령을 합성한다. MMCL의 동작을 위한 내부 캐패시터 에너지의 균형 제어는 순환 전류 제어를 통해 구현한다. 각 Arm의 전압 지령은 직류단 전압 지령과 교류단 전압 지령, 그리고 순환 전류 제어를 위한 순환 전압 지령을 사용하여 계산한다.

Topology II을 통한 전력 제어를 위해 제안된 제어 구조를 검증하기 위해 컴퓨터 시뮬레이션을 수행하였다. 컴퓨터 시뮬레이션에서 양 직류단 전압과 정격 직류 전류, 모듈의 캐패시턴스, 각 Arm의 인덕턴스 등은 Topology I의 시뮬레이션 조건과 동일하다. Topology II에 필요한 내부 변압기의 권선비는 다음과 같다.

$$N_{tx} = \frac{1}{2}(N - 1) = \frac{1}{4} \quad (3.96)$$



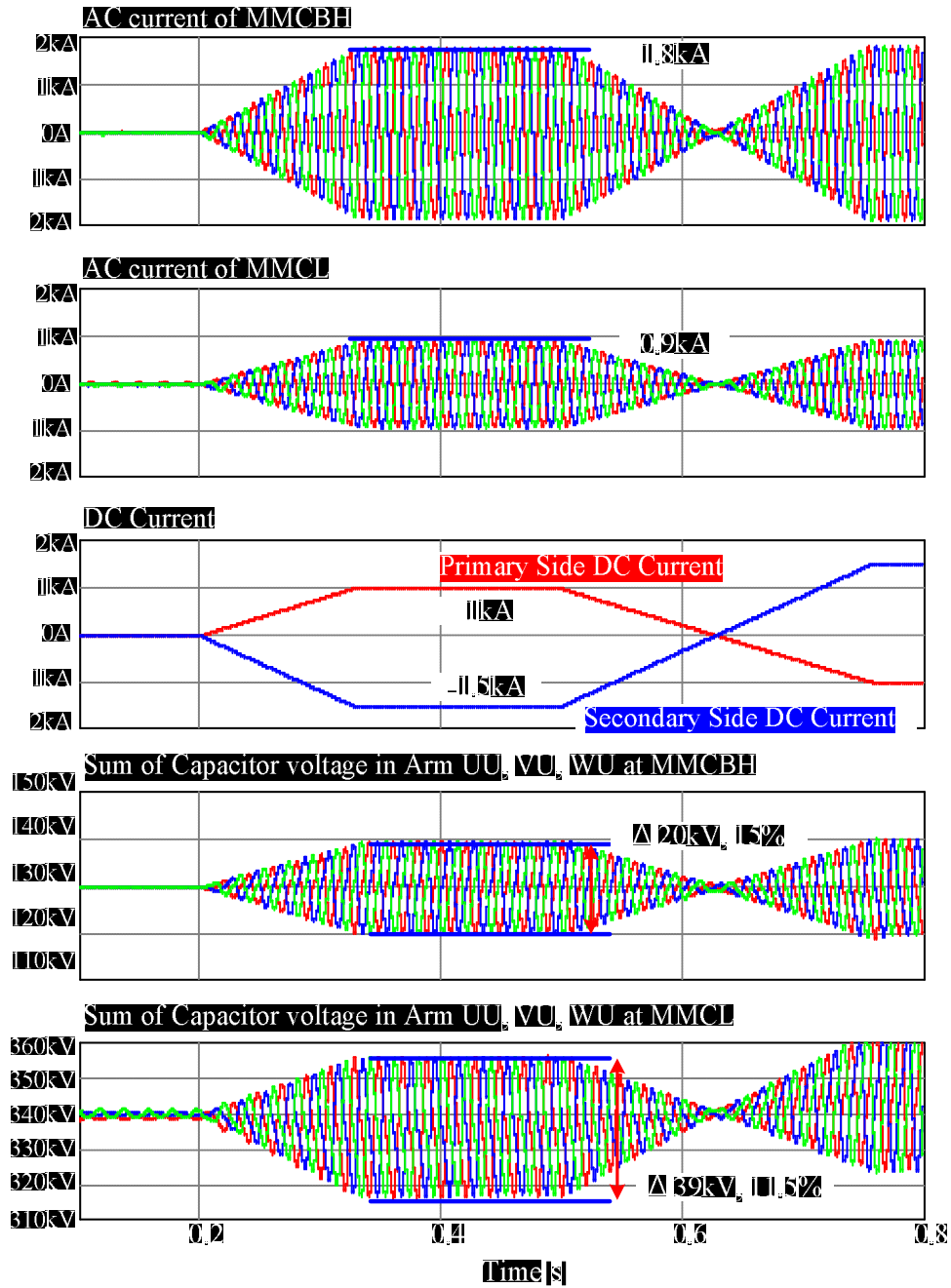


그림 3-44 Topology I에서 상전류, 직류전류, 캐패시터 전압 (Modulation Index=0.75).

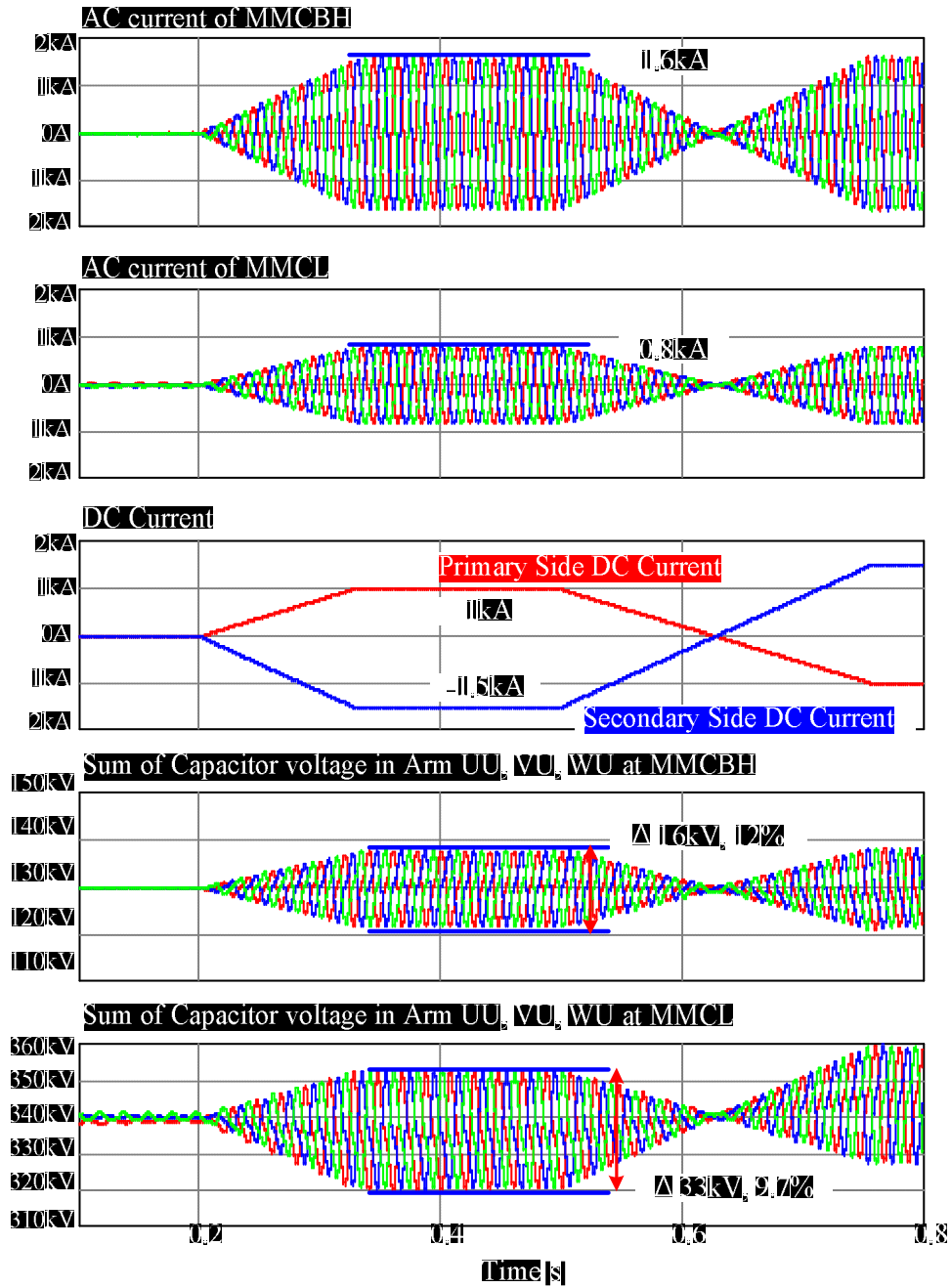


그림 3-45 Topology I에서 상전류, 직류전류, 캐패시터 전압 (Modulation Index=0.85).

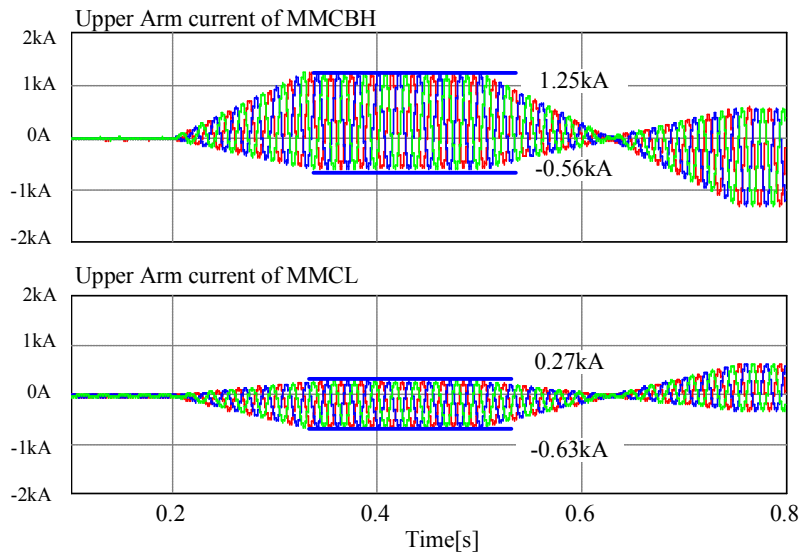


그림 3-46 Topology II에서 Upper Arm의 전류 (Modulation Index=0.75).

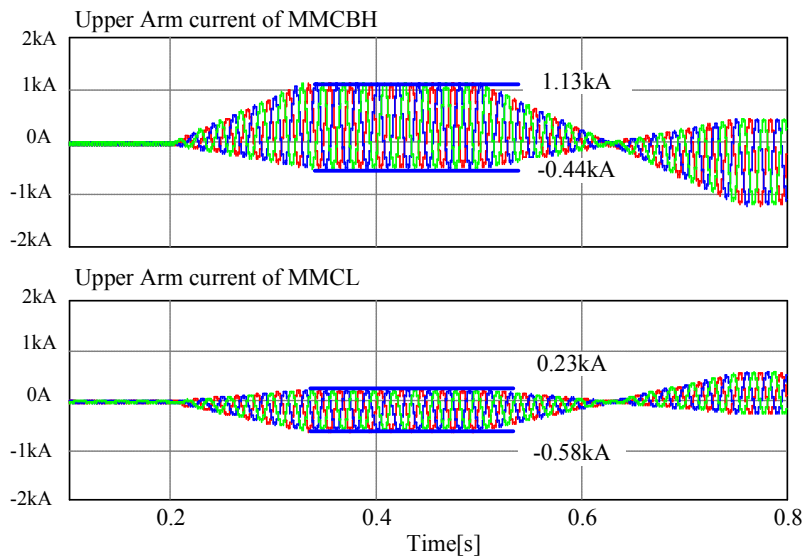


그림 3-47 Topology II에서 Upper Arm의 전류 (Modulation Index=0.85).

제안된 제어기는 양 직류단간에 전달해야 하는 전력 지령을 전력 시스템으로부터 받는다. 주어진 전력 지령은 1차측 직류단 전류 지령으로 환산되어 1차측 직류단 전류를 제어함으로써 1차측 직류단의 전력을 제어한다. 1차측 직류단 전력은 제안된 컨버터로 유입되며, 제어기는 컨버터 내부의 캐패시터 에너지가 일정하게 유지되기 위한 2차측 직류단 전력 지령을 계산한다. 2차측 직류단 전력 지령은 2차측 직류단 전류 지령으로 환산되며, 2차측 직류단 전류를 제어하기 위한 2차측 직류단 전압 지령이 제어되는 구조이다. 따라서, 제안된 제어 구조는 양 직류단의 전류를 제어하도록 설계되어 있다. 다음 그림은 Topology II의 MMCBH, MMCBL의 직류단 전압 지령 제어기와 MMCL의 직류단 전압 지령 제어기를 각각 나타낸다. 이 경우에는 상위 전력 시스템으로부터 받은 전력 지령을 2차측 직류단 전류를 제어함으로써 구현하고, 1차측 직류단 전력 지령은 컨버터 내부 캐패시터 에너지의 일정 제어를 통해 순시적으로 결정된다.

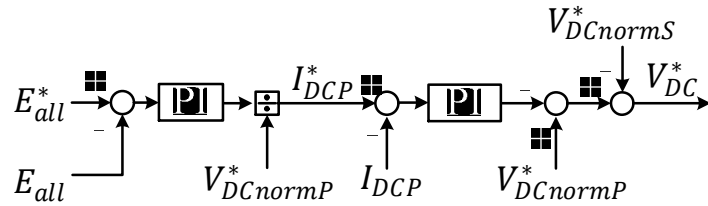


그림 3-48 Topology II에서 MMCBH와 MMCBL의 직류단 전압 지령 제어.

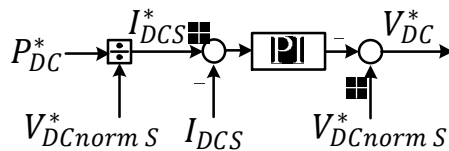


그림 3-49 Topology II에서 MMCL의 직류단 전압 지령 제어.

그림 3-50은 1차측 직류단 전압에 10%의 전압 강하가 0.1s동안 발생했을 경우 제안된 제어 구조를 통한 전력 전달 과정을 보여준다. 제안된 제어기에서 2차측 직류단 전류 지령은 일정하기 때문에 사고 발생시 2차측 직류 전류는 일정하다. 그러나 1차측 직류 전압에 10%의 전압 강하가 발생했기 때문에 동일한 전력을 2차측으로 전달하기 위해서 1차측 직류 전류의 크기가 증가했음을 알 수 있다. 그림 3-50(b)는 직류단 전류 제어기의 제어 대역폭을 40Hz로 설계하였을 때의 반응을 나타낸다. 1차측 직류단 전압 변동에 의하여 1차측 직류 전류가 급격하게 변동하고, 그에 따라 컨버터 내부 캐패시터 에너지의 변동이 발생하여 교류단 전류가 크게 변동하였다. 1차측 직류단 전류가 제어됨에 따라서 1차측 직류단의 전압이 변화된 조건에서 정상 상태로 제어됨을 확인할 수 있다. 1차측 직류단 전압이 감소한 상태에서 교류단 전류의 크기가 감소하게 된 것을 볼 수 있는데, 이는 1차측 직류단 전압이 감소하여 양 직류단의 전압 변환율이 감소하였기 때문이다. 즉, 컨버터 내부 교류 회로를 통해 전달되는 전력이 감소하였기 때문이다.

직류단의 전압 변동은 제안된 컨버터의 직류 전압 지령에 영향을 주게 되는데, 각 Arm의 전압 지령에는 25%의 전압 여유가 존재하기 때문에 전류 제어를 위한 전압 여유분을 제외한 약 20%의 전압 변동을 허용한다. 그림 3-51은 1차측 직류단의 20% 전압 변동을 가정한 모의 실험 결과이다. 그 이상의 전압 변동에서는 제안된 제어 구조에서의 컨버터는 제어 성능을 잃어버리게 된다.

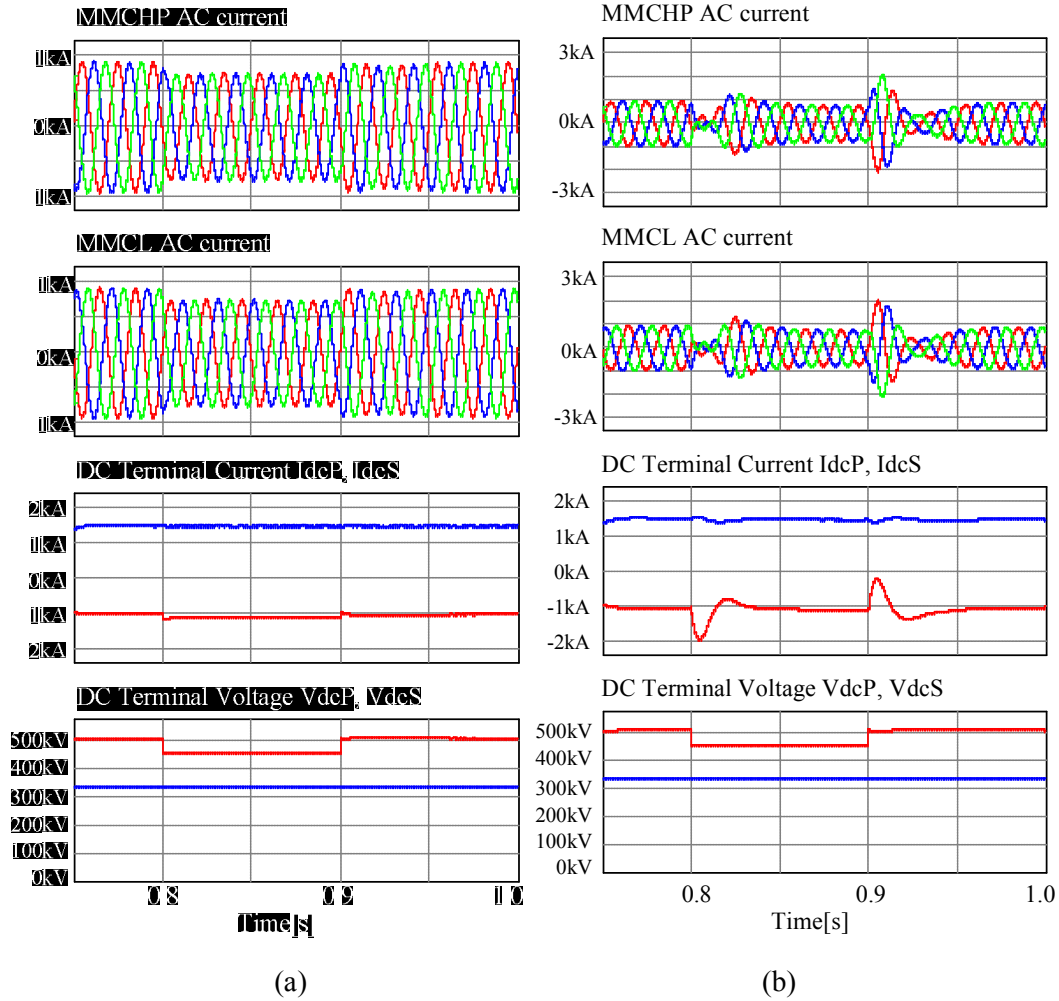


그림 3-50 Topology II에서 1차측 직류단의 10% 전압 변동시 전력 제어.

(a) 직류 제어 대역폭 400Hz. (b) 직류 전류 제어폭 40Hz.

더 큰 직류단 전압 변동에 대응하기 위해서는 직류단 전압의 크기가 감소하였을 때, 교류단 전압의 크기를 감소시키는 방법이 가능하다. 이러한 기능을 구현하기 위해서는 직류단 전압 지령이 전압 여유 범위를 넘어설 경우, 교류 전압의 크기를 감소시키는 기능을 추가하여야 한다.

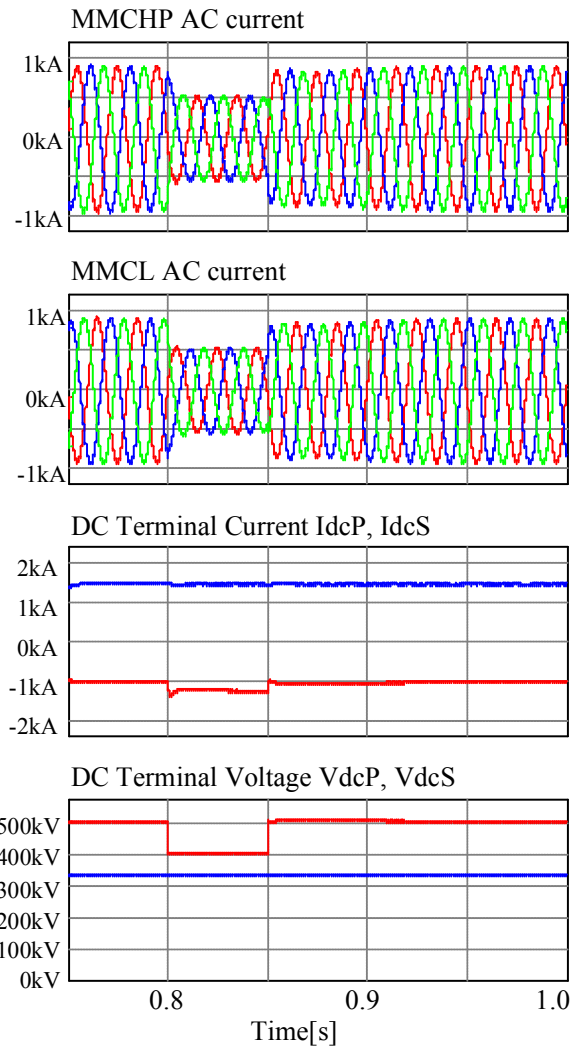


그림 3-51 Topology II에서 1차측 직류단의 20% 전압 변동시 전력 제어.

3.3.4. Full-Bridge 모듈을 사용하는 구조에서 도통 손실 감소

직류단 단락 사고를 고려하지 않는 조건에서 Inner transformer Topology II 컨버터는 Half-Bridge 모듈로만 구성될 수 있다. Half-Bridge 모듈은 0 또는 모듈의 직류 캐패시터 전압을 출력할 수 있다. 이러한 경우, Bridge MMC에서 각 Arm의 출력 전압의 합성 가능한 범위는 다음과 같다.

$$0 \leq V_{out} \leq \frac{N-1}{2} V_{DCS} \quad (3.97)$$

Bridge MMC에서 합성해야 하는 교류 전압은 각 Arm에서 합성할 수 있는 전압 범위 안에 있어야 하며, 설계된 Modulation Index에 의한 전압 여유분을 고려해야 한다.

정상 운전 조건을 고려한 경우, 변압기의 권선비는 다음과 같다.

$$N_{tx} = \frac{1}{2}(N-1) \quad (3.98)$$

따라서, Bridge MMC의 교류 전류의 크기는 다음과 같다.

$$I_{ACB} = -\frac{2}{N-1} \left(\frac{1}{2} I_{ACL} \right) \quad (3.99)$$

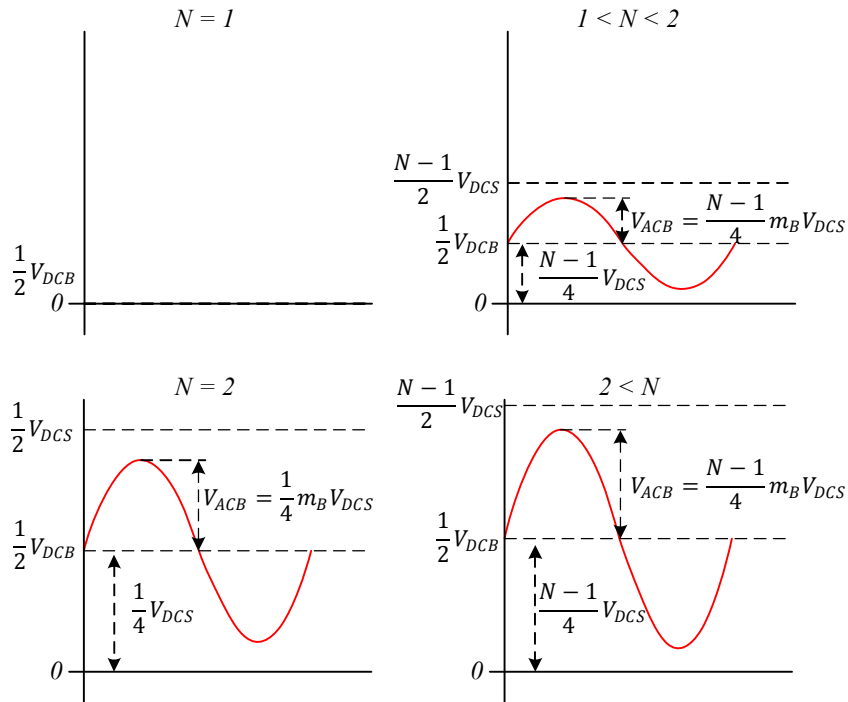


그림 3-52 정상 운전 조건을 고려한 Bridge MMC의 교류 전압의 크기.

Inner transformer Topology II 컨버터에서 직류단 단락 사고를 고려하면, Bridge MMC의 모듈이 수정되어야 한다. 1차측 직류단의 단락 사고에 대해서 컨버터와 2차측 직류단을 보호하기 위하여 Bridge MMC의 Arm중 일부를 Full-Bridge 모듈로 사용하여야 한다. 2차측 직류단의 단락 사고에 대해서 Bridge MMC의 Arm에는 전압 변환율에 따라서 일정 수 이상의 모듈이 최소한 연결되어야 한다. Full-Bridge 모듈의 출력 전압은 $-V_{dcm}$, 0 , V_{dcm} 이 된다. 따라서, 각 Bridge MMC에 포함된 Full-Bridge 모듈을 이용해서 합성할 수 있는 전압과 Half-Bridge 모듈로 합성할 수 있는 전압의 범위는 다음과 같다.

$$\text{Only Half - Bridge Module : } \begin{cases} 0 \sim \frac{N-1}{4}V_{DCS} & (1 \leq N \leq 2) \\ 0 \sim \frac{2N-3}{4}V_{DCS} & (2 \leq N) \end{cases} \quad (3.100)$$

$$\text{Only Full - Bridge Module : } -\frac{1}{4}V_{DCS} \sim \frac{1}{4}V_{DCS} \quad (3.101)$$

각 Bridge MMC에서 Full-Bridge 모듈과 Half-Bridge 모듈을 모두 사용하여 합성할 수 있는 전압의 범위는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} -\frac{1}{4}V_{DCS} \leq V_{out} \leq \frac{N}{4}V_{DCS} & \quad (1 \leq N \leq 2) \\ -\frac{1}{4}V_{DCS} \leq V_{out} \leq \frac{N-1}{2}V_{DCS} & \quad (2 \leq N) \end{aligned} \quad (3.102)$$

컨버터의 도통손실을 최소화하기 위해서는 전류의 크기가 가능한 작아야 한다. 각 MMC를 흐르는 직류 전류는 직류단 전력 변환율에 의해 결정된다. 하지만 Bridge MMC와 MMCL과의 전력 전달을 위해 발생하는 교류 전력의 경우, 교류 전압을 최대화할수록 교류 전류가 최소화되어 도통 손실을 최소화할 수 있다. 수정된 Bridge MMC의 구조에서는 $1 \leq N \leq 2$ 의 전압 변환율 조건에서 Bridge MMC의 교류 전압의 최대 크기는 다음과 같다.

$$\max\{V_{ACB}\} = \frac{1}{4}m_B V_{DCS} \quad (3.103)$$

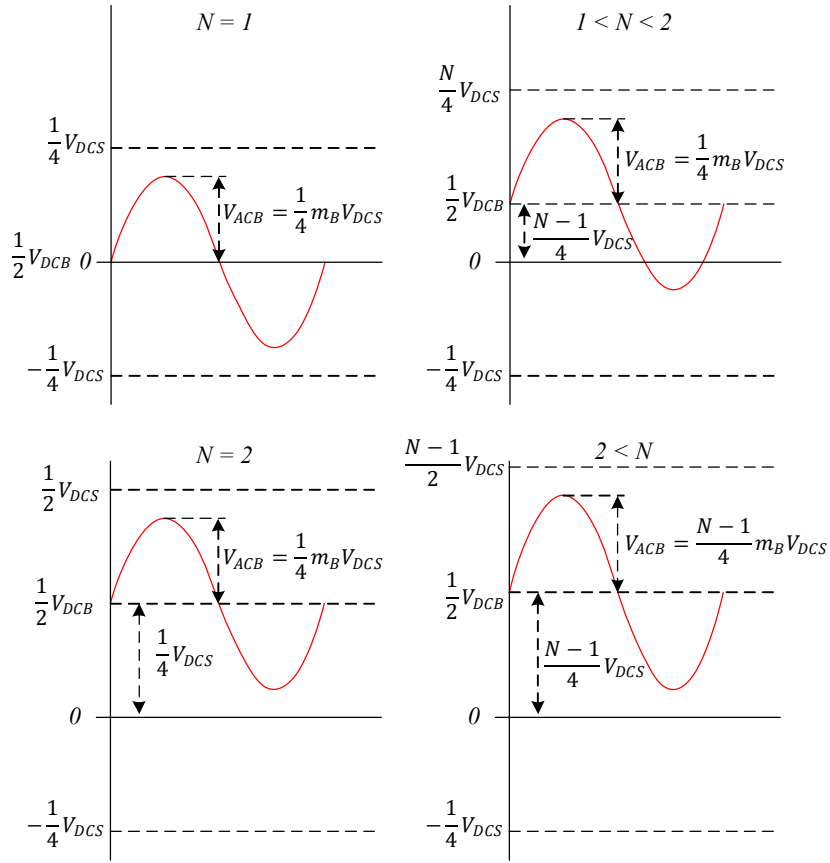


그림 3-53 직류단 단락 사고에 대응하기 위해 증가한 모듈을 고려한 Bridge MMC의 교류 전압의 크기.

MMCL와 Bridge MMC의 Modulation Index가 같다고 가정하면, $1 \leq N \leq 2$ 의 전압 변환율 조건에서 Bridge MMC의 최대 교류 전압 크기와 MMCL의 교류 전압비는 다음과 같다.

$$\max\{V_{ACB}\}:V_{ACL} = \frac{1}{4}m_B V_{DCS}:\frac{1}{2}m_L V_{DCS} = 1:2 \quad (3.104)$$

$2 \leq N$ 의 전압 변환율 조건에서 Bridge MMC의 최대 교류 전압 크기와 MMCL의 교류 전압비는 다음과 같다.

$$V_{ACB} = \frac{N-1}{4} m_B V_{DCS} \quad (3.105)$$

$$V_{ACB} : V_{ACL} = \frac{N-1}{4} m_B V_{DCS} : \frac{1}{2} m_L V_{DCS} = \frac{N-1}{2} : 1 = N_{tx} : 1 \quad (3.106)$$

따라서, $1 \leq N \leq 2$ 의 전압 변환율 조건에서 변압기의 권선비를 다음과 같이 수정할 수 있다.

$$N_{tx} = \begin{cases} \frac{1}{2} & (1 \leq N \leq 2) \\ \frac{1}{2}(N-1) & (2 \leq N) \end{cases} \quad (3.107)$$

따라서, Bridge MMC의 교류 전류의 크기는 다음과 같다.

$$I_{ACB} = \begin{cases} -2 \left(\frac{1}{2} I_{ACL} \right) & (1 \leq N \leq 2) \\ -\frac{2}{N-1} \left(\frac{1}{2} I_{ACL} \right) & (2 \leq N) \end{cases} \quad (3.108)$$

$1 \leq N \leq 2$ 의 전압 변환율 조건에서 Bridge MMC의 교류 전류의 크기를 다시 계산하면 다음과 같다.

$$P_{DCB} + P_{ACB} = \frac{N-1}{2} V_{DCS} I_{DCP} + \frac{3}{2} V_{ACB} I_{ACB} = 0 \quad (3.109)$$

$$\frac{3}{2}V_{ACB}I_{ACB} = \frac{3}{2}\left\{\frac{1}{2}\left(\frac{1}{2}m_H V_{DCS}\right)\right\}I_{ACB} = \frac{1-N}{2N}V_{DCS}I_{DCS} \quad (3.110)$$

$$I_{ACB} = -\frac{4}{3m_H}\frac{N-1}{N}I_{DCS} \quad (3.111)$$

수정된 권선비를 갖는 변압기를 통해 흐르는 Bridge MMC의 각 상 교류 전류는 $1 \leq N \leq 2$ 의 전압 변환율 조건에서 다음과 같다.

$$\begin{aligned} I_{ACBu} &= I_{ACB}\sin(\omega t) = -\frac{4}{3m_H}\frac{N-1}{N}I_{DCS}\sin(\omega t) \\ I_{ACBv} &= I_{ACB}\sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) = -\frac{4}{3m_B}\frac{N-1}{N}I_{DCS}\sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ I_{ACBw} &= I_{ACB}\sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) = -\frac{4}{3m_B}\frac{N-1}{N}I_{DCS}\sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (3.112)$$

$1 \leq N \leq 2$ 의 전압 변환율 조건에서 MMCBH와 MMCBL의 각 Arm에 흐르는 전류 중 직류 전류는 기존 결과와 같고, 교류 전류는 위의 결과로 수정되어야 한다.

$$\begin{aligned} I_{Bu u} &= \frac{1}{3}I_{DCP} + \frac{1}{2}I_{ACBu} = \frac{1}{3}\frac{1}{N}I_{DCS} + \frac{-2}{3m_B}\frac{N-1}{N}I_{DCS}\sin(\omega t) \\ I_{Bv u} &= \frac{1}{3}I_{DCP} + \frac{1}{2}I_{ACBv} = \frac{1}{3}\frac{1}{N}I_{DCS} + \frac{-2}{3m_B}\frac{N-1}{N}I_{DCS}\sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ I_{Bw u} &= \frac{1}{3}I_{DCP} + \frac{1}{2}I_{ACBw} = \frac{1}{3}\frac{1}{N}I_{DCS} + \frac{-2}{3m_B}\frac{N-1}{N}I_{DCS}\sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \\ I_{Bu l} &= \frac{1}{3}I_{DCP} - \frac{1}{2}I_{ACBu} = \frac{1}{3}\frac{1}{N}I_{DCS} - \frac{-2}{3m_B}\frac{N-1}{N}I_{DCS}\sin(\omega t) \\ I_{Bv l} &= \frac{1}{3}I_{DCP} - \frac{1}{2}I_{ACBv} = \frac{1}{3}\frac{1}{N}I_{DCS} - \frac{-2}{3m_B}\frac{N-1}{N}I_{DCS}\sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ I_{Bw l} &= \frac{1}{3}I_{DCP} - \frac{1}{2}I_{ACBw} = \frac{1}{3}\frac{1}{N}I_{DCS} - \frac{-2}{3m_B}\frac{N-1}{N}I_{DCS}\sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (3.113)$$

정상 상태 운전 조건에서 MMCL의 각 Arm에 흐르는 전류의 실효값과 MMCBH, MMCBL의 각 Arm에 흐르는 전류의 실효값은 전압 변환율이 $1 \leq N \leq 2$ 일 때, 다음과 같다.

$$I_{Brms} = \frac{1}{3N} \sqrt{1 + \frac{2}{m_B^2} (N-1)^2} I_{DCS} \quad (1 \leq N \leq 2) \quad (3.114)$$

그림 3-54는 Topology II 컨버터에서 MMCBH, MMCBL과 MMCL의 각 모듈에 흐르는 전류를 2차측 직류단 전류로 정규화한 값이다. 기존의 Topology II 컨버터의 제어 방법과 제안된 Topology II 컨버터의 제어 방법 모두 MMCL에 흐르는 전류는 동일하다. 하지만, 제안된 제어 방법은 내부 변압기의 권선비를 기존의 방법에 비하여 크게 하기 때문에 MMCBH와 MMCBL에 흐르는 교류 전류의 크기는 크게 감소한다. 따라서, 제안된 제어 방법을 사용할 경우, 전압 변환율이 1보다 크고 2보다 작은 영역에서 MMCBH와 MMCBL에 흐르는 전류의 크기를 대폭 줄일 수 있다. 따라서, 동일한 모듈을 전 컨버터에 사용하였을 경우, 전달할 수 있는 2차측 직류단 전류의 크기는 그림 3-55와 같이 전압 변환율이 2 이하인 조건에서 크게 증가함을 알 수 있다.

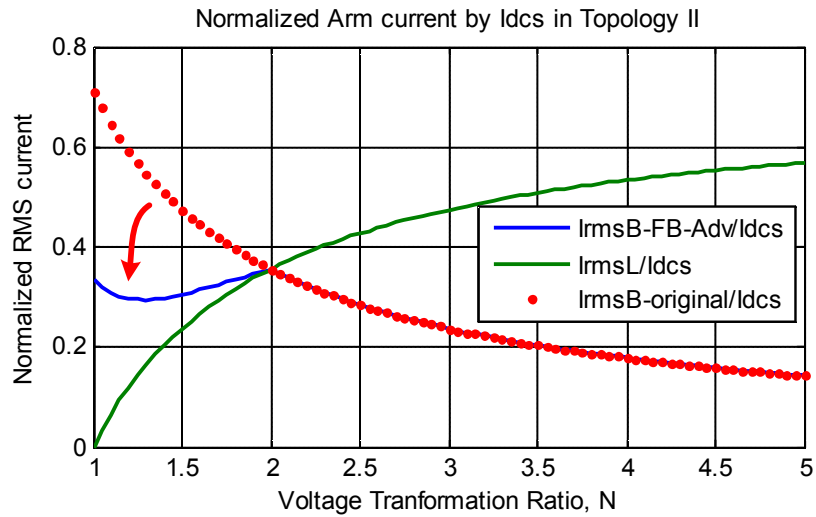


그림 3-54 Full-Bridge 모듈을 포함하는 Topology II에서 개선된 제어로 동작했을 경우 MMCBH/L과 MMCL의 Arm 에 흐르는 RMS 전류의 정규화값(Modulation Index=0.75).

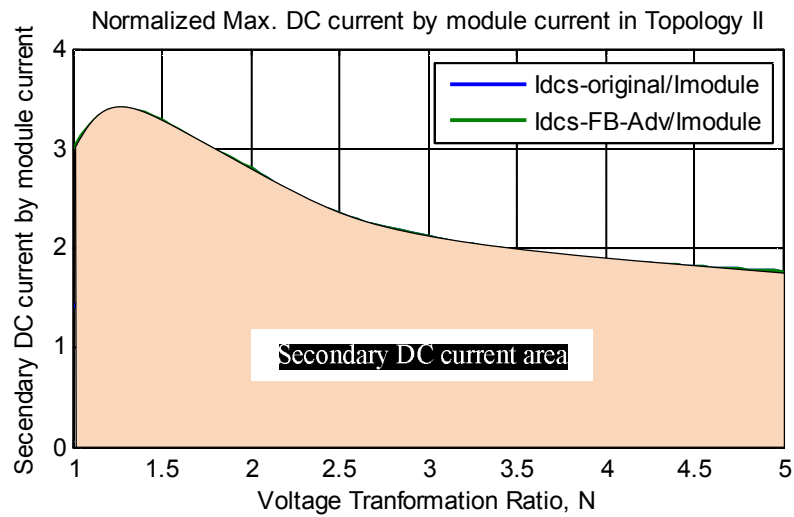


그림 3-55 Full-Bridge 모듈을 포함하는 Topology II에서 모듈 전류에 대해 정규화된 최대 2차단 직류 전류(Modulation Index=0.75).

각 모듈에서 발생하는 도통 손실을 일정 전압 V_{CL} 으로 모델링하면, 도통 손실은 전류가 흐르는 모듈의 개수의 비례한다. 앞서 모의한 방법과 동일한 방법으로, Full-Bridge 모듈은 Half-Bridge 모듈의 도통손실에 비해 2배의 도통손실이 발생하는 것으로 가정한다. MMCL과 MMCBH, MMCBL의 도통손실은 전압 변환율 $1 \leq N \leq 2$ 의 조건에서 각각 다음과 같이 간략히 계산할 수 있다.

$$P_L = 3 \times I_{Lrms} \times V_{CL} N_L = \frac{N-1}{N} \sqrt{1 + \frac{2}{m_L^2}} I_{DCS} V_{CL} M \quad (3.115)$$

$$\begin{aligned} P_B &= 3 \times I_{Brms} \times (2V_{CL} N_{Bf} + V_{CL} N_{Bh}) \\ &= \frac{N+1}{4N} \sqrt{1 + \frac{2}{m_B^2} (N-1)^2} I_{DCS} V_{CL} M \quad (1 \leq N < 2) \end{aligned} \quad (3.116)$$

각 MMC의 Modulation Index가 동일하다고 가정하면, 전체 도통 손실은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} P_{CL} &= \begin{cases} \left(\frac{N+1}{2N} \sqrt{1 + \frac{2}{m_B^2} (N-1)^2} + \frac{N-1}{N} \sqrt{1 + \frac{2}{m_L^2}} \right) I_{DCS} V_{CL} M & (1 \leq N < 2) \\ \frac{4N-3}{2N} \sqrt{1 + \frac{2}{m^2}} I_{DCS} V_{CL} M & (2 \leq N) \end{cases} \end{aligned} \quad (3.117)$$

Full-Bridge 모듈을 사용하였을 경우, 도통 손실을 최소화하기 위하여 내부 변압기의 권선비를 개선하였을 때의 효과를 보기 위한 컴퓨터 시뮬레이션을 수행하였다. 컴퓨터 시뮬레이션에서 양 직류단 전압과 정격 직류 전류, 모듈의 캐패시턴스, 각 Arm의 인덕턴스 등은 Topology I의 시뮬레이션 조건과 동일하다.

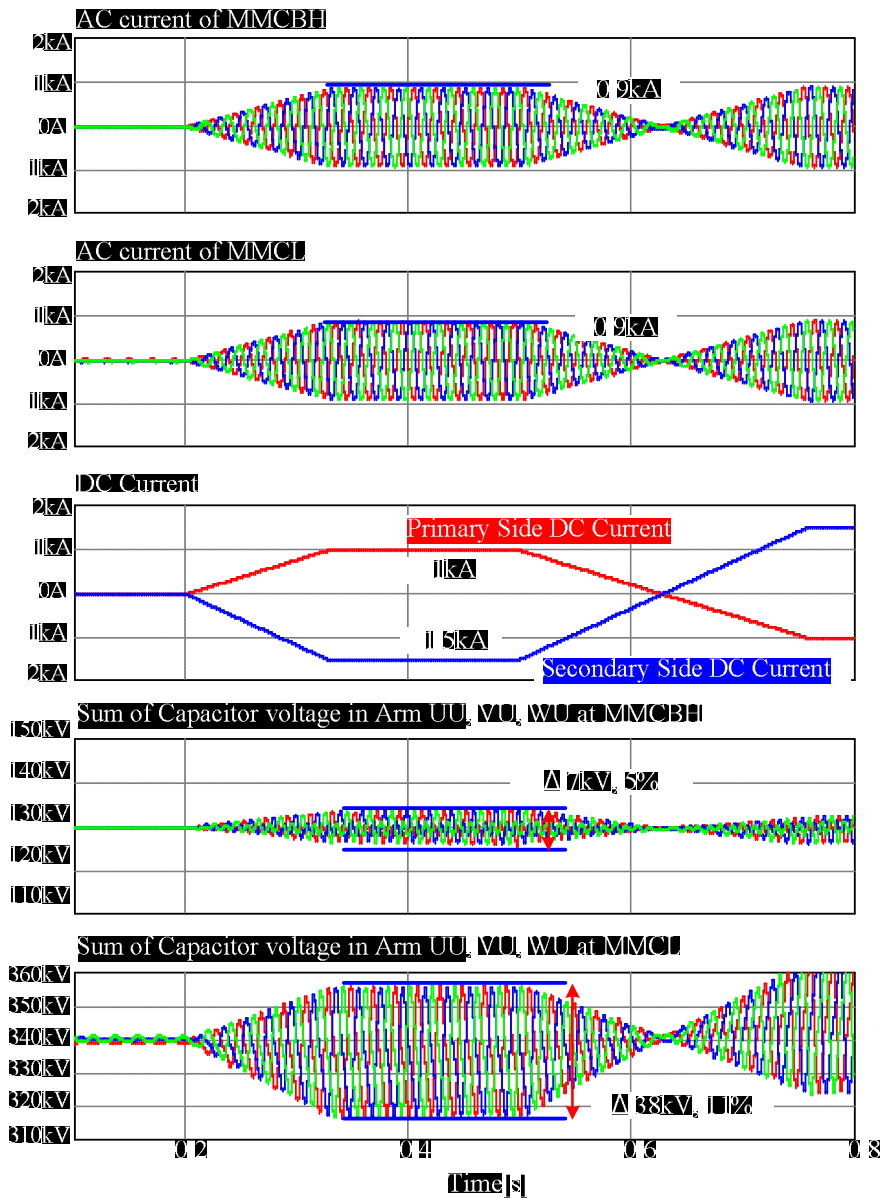


그림 3-56 Full-Bridge 모듈을 사용하는 Topology II에서 교류 전류 최소화 기법을 사용할 경우의 상전류, 직류전류, 캐패시터 전압 (Modulation Index=0.75).

그림 3-44에서 MMCBH에 흐르는 전류는 1.8kA이었으나, 제안된 교류 전류 최소화기법을 사용하는 경우에 MMCBL에 흐르는 교류 전류의 크기는 0.9kA로 감소하였다. 따라서, 동일한 컨버터에서 동일한 전력을 전달하는 조건에서 MMCBH에서 발생하는 도통 손실이 50% 가량 감소됨을 예상할 수 있다. 뿐만 아니라 MMCBH에 흐르는 교류 전류의 감소로 인하여 MMCBL의 캐패시터의 전압 변동 역시 감소하였다.

교류 전류의 감소는 MMCBL과 MMCBL의 각 Arm에 흐르는 전류의 실효치가 감소함을 의미한다. 실제 그림 3-57에서 나타나는 것과 같이 MMCBL과 MMCBL의 각 Arm에 흐르는 전류가 감소함을 그림 3-46과 비교하여 확인할 수 있다.

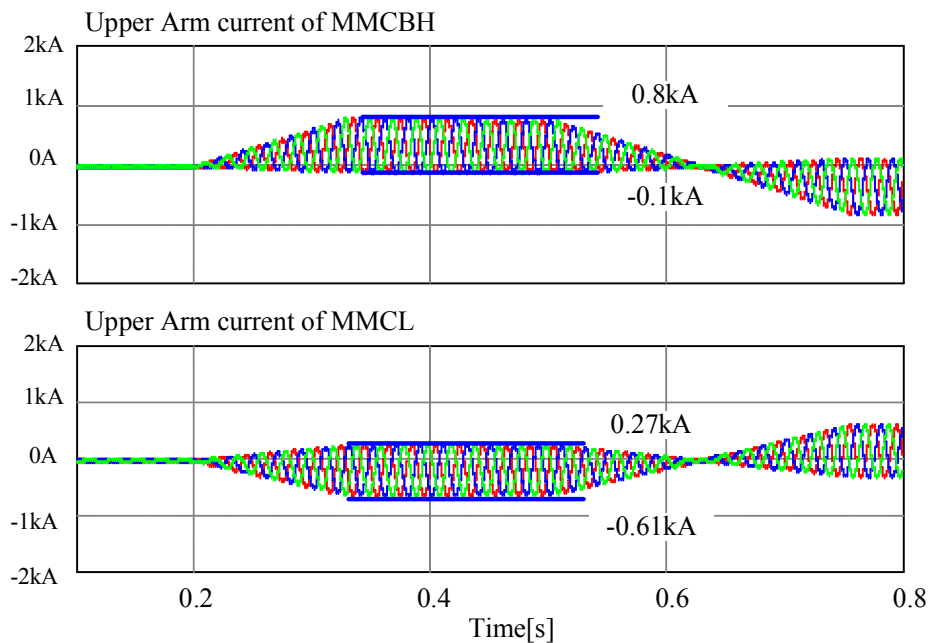


그림 3-57 Full-Bridge 모듈을 사용하는 Topology II에서 교류 전류 최소화 기법을 사용할 경우의 Upper Arm의 전류 (Modulation Index=0.75).

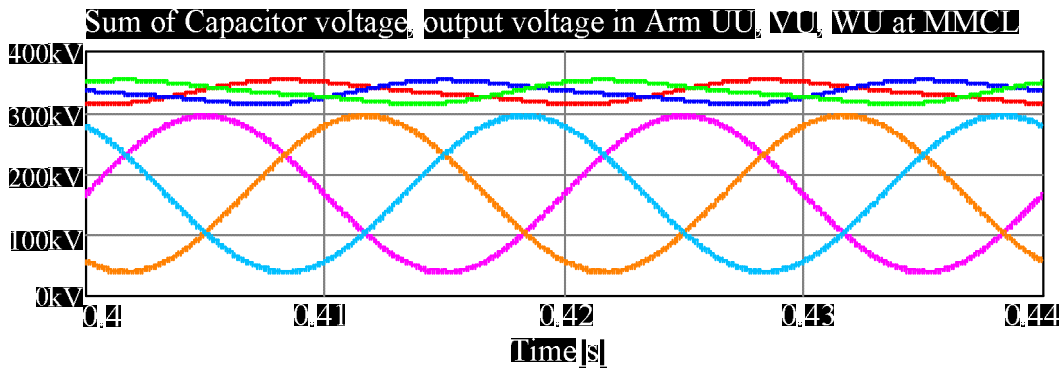
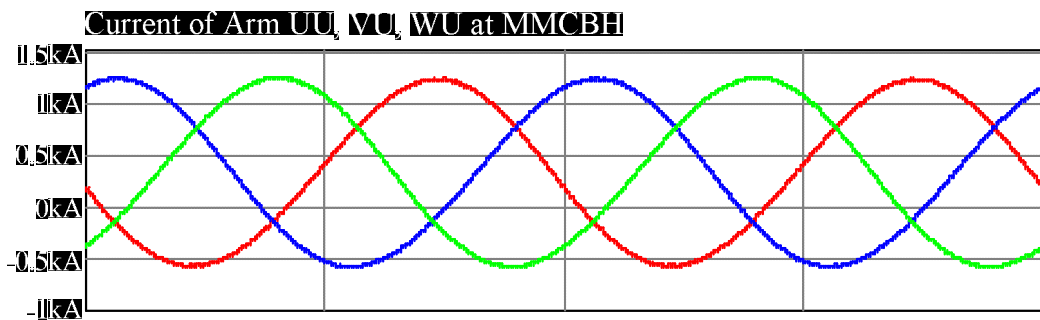
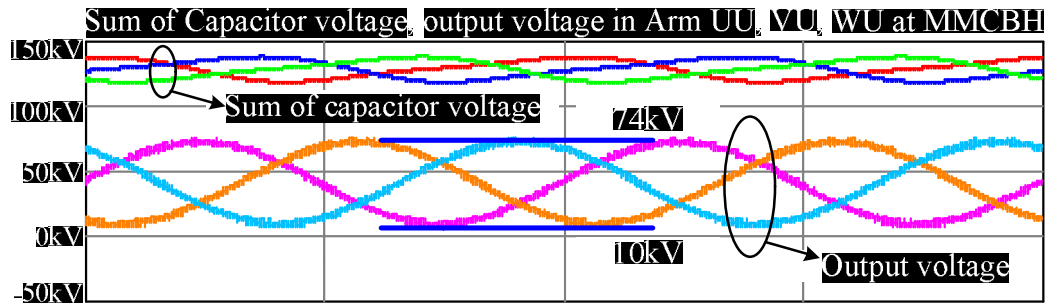


그림 3-58 Full-Bridge 모듈을 사용하는 Topology II에서 기존의 방법을 사용할 경우의 캐패시터 전압, Arm 출력 전압, Arm 전류 (Modulation Index=0.75).

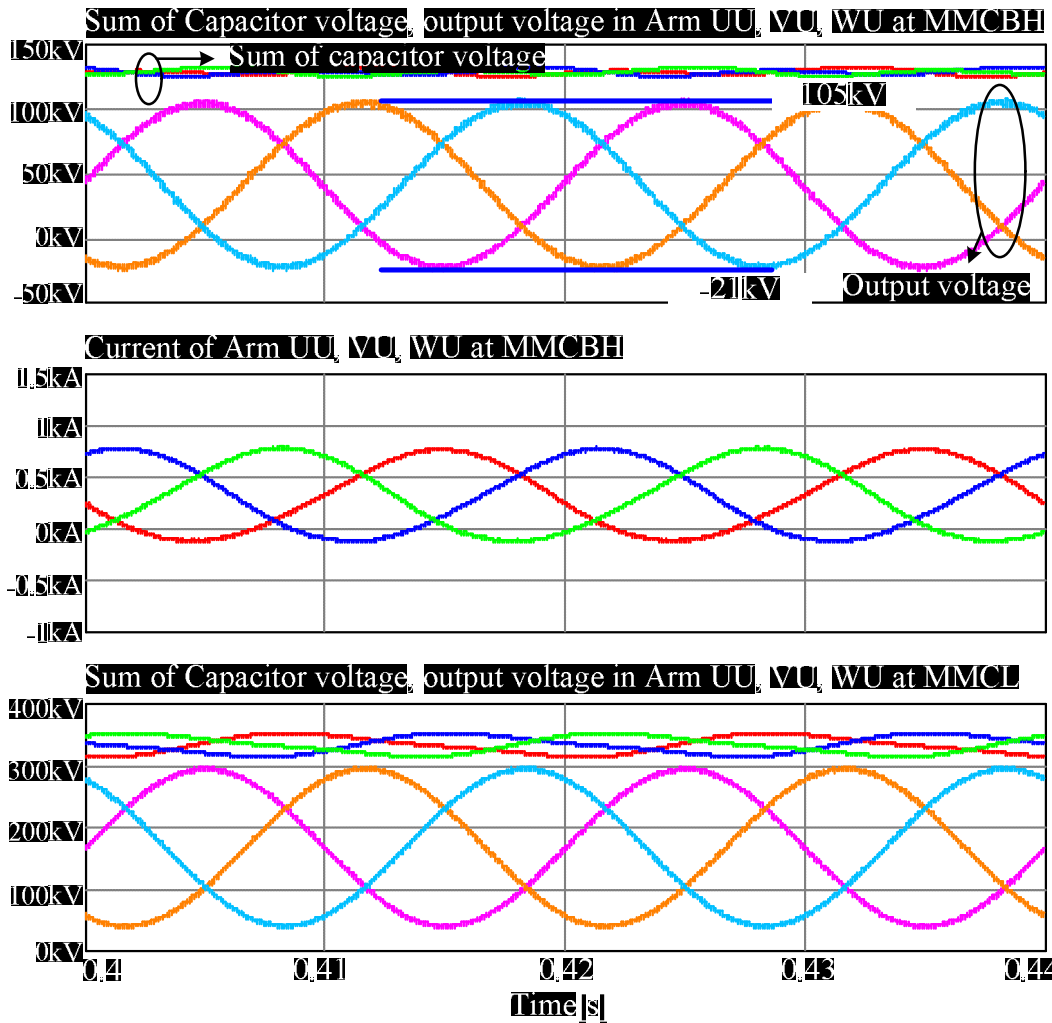


그림 3-59 Full-Bridge 모듈을 사용하는 Topology II에서 교류 전류 최소화 기법을 사용할 경우의 캐패시터 전압, Arm 출력 전압, Arm 전류 (Modulation Index=0.75).

3.3.5. 직류단 단락 사고를 고려하여 Half-Bridge 모듈을 사용하는 구조

직류단 단락 사고에 대응하기 위해 Bridge MMC인 MMCBH와 MMCBL에 Full-Bridge 모듈을 포함시키는 구조는 직류단 단락 사고를 고려하지 않는 구조에 비하여 반도체 스위칭 소자 및 캐패시터의 수를 증가시킬 뿐만 아니라 반도체 스위칭 소자에 흐르는 전류에 의한 도통 손실을 증가시키게 된다. Full-Bridge 모듈의 장점을 살려 교류 전압의 크기를 증가시켜 전류를 최소화하는 방법으로 손실을 줄일 수 있지만, 정상 운전 조건에서 컨버터가 양 직류단의 전력을 전달하는데 필요하지 않는 소자의 증가와 손실의 증가는 최소화되어야 한다. 따라서, 직류단 단락 사고에 대응하기 위하여 Half-Bridge 모듈을 직렬로 연결하여 부분적인 직류 차단기를 구현한 구조를 제안한다.

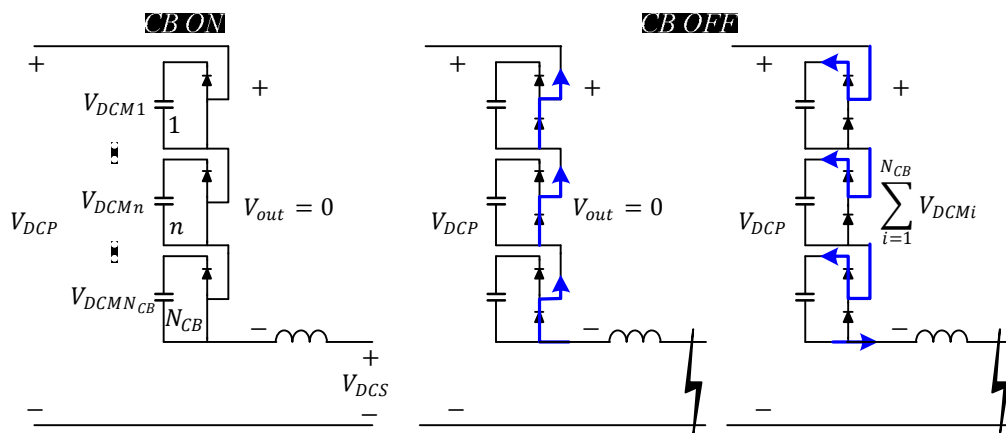


그림 3-60 Half-Bridge 모듈을 직렬 연결한 차단기의 구조.

위의 그림은 Half-Bridge 모듈을 직렬로 연결하여 직류 전류를 차단하는 구조를 나타낸다. 정상 운전 조건(Circuit Breaker On, CB ON)에서 아랫상 스위치

가 항상 도통되어 있기 때문에 Half-Bridge 모듈로 구성된 직류 차단 구조의 전압은 0이다. 그러나 2차측 직류단에 단락 사고가 발생했을 경우, 모든 스위치가 차단(Circuit Breaker Off, CB OFF)되면서 흐르던 직류 전류는 다이오드와 캐패시터에 의해서 자연적으로 0으로 수렴하게 된다.

Half-Bridge 모듈을 직렬 연결한 직류 차단기의 구조는 MMC에서 사용하는 모듈을 동일하게 사용할 수 있다. Topology II에서 직류단 단락 사고에 대응할 때, 기존 Topology II의 모듈에서 부족한 전압만큼만 Half-Bridge 모듈을 추가할 수 있기 때문에 모듈의 개수를 최소화할 수 있다. Full-Bridge 모듈을 사용하는 구조는 Bridge MMC인 MMCBH와 MMCBL의 모든 Arm에 Full-Bridge 모듈을 추가해야 하지만, 제안된 Half-Bridge 모듈은 직류단에 연결되기 때문에 추가되는 소자의 개수와 캐패시터의 개수가 1/3로 줄어든다.

우선 2차측 직류단의 단락 사고에 대응하기 위해서는 1차측 전압을 유지할 수 있는 직렬 연결된 모듈이 필요하다. 1차측 전압을 유지하기 위한 최소한의 모듈의 개수는 다음과 같다.

$$\frac{V_{DCP}}{V_{DCM}} = \frac{NM}{2} \quad (3.118)$$

2차단 단락사고에 대해서 컨버터를 보호하기 위해 추가해야 하는 차단기인 CBH의 모듈 개수는 1차측 직류단 전압을 유지할 수 있는 모듈의 개수와 직류단 단락 사고를 고려하지 않은 Topology II의 Bridge MMC의 기본적인 모듈 개수의 차이이다.

$$\frac{NM}{2} - (N - 1)M = \frac{2 - N}{2}M \quad (3.119)$$

추가되는 CBH는 양전압단과 음전압단에 나누어 설치되므로, 한 개의 CBH에 필요한 Half-Bridge 모듈의 개수는 다음과 같다.

$$N_{CBH} = \begin{cases} \frac{2 - N}{4}M & (1 \leq N < 2) \\ 0 & (2 \leq N) \end{cases} \quad (3.120)$$

전압 변환율이 2보다 큰 경우에는, Bridge MMC의 기본적인 Half-Bridge 모듈만으로도 2차측 직류단의 단락 사고에 대응할 수 있기 때문에, CBH가 필요하지 않다.

1차측 직류단 단락 사고에 대해서 컨버터를 보호하기 위한 CB가 동일하게 필요하다. 앞에서 설명한 Full-Bridge 모듈을 사용하는 것이 바로 1차측 직류단 단락 사고에 대해 컨버터를 보호하기 위해서였다. 1차측 직류단의 단락 사고에 대응하기 위해서는 2차측 직류단을 유지할 수 있는 직렬 연결된 CB가 필요하다. 2차측 전압을 유지하기 위한 모듈의 개수는 다음과 같다.

$$\frac{V_{DCS}}{V_{DCM}} = \frac{M}{2} \quad (3.121)$$

추가되는 CBL은 양전압단과 음전압단에 나누어 설치되므로, 한 개의 CBL에 필요한 Half-Bridge 모듈의 개수는 다음과 같다.

$$N_{CBL} = \frac{M}{4} \quad (3.122)$$

CBH와 CBL을 포함한 Topology II의 구조는 다음 그림과 같이 정리할 수 있다. CBH와 CBL은 1차측 직류단 혹은 2차측 직류단 어디에도 위치할 수 있다. 그러나 일반적으로 고압측인 1차측에 흐르는 직류 전류가 저압측인 2차측에 흐르는 직류 전류보다 작으므로, 도통 손실을 최소화하기 위하여 1차측 직류단에 직렬 연결한다.

제안된 구조에서 도통 손실을 계산하기 위해서는 각 Arm과 CB에 흐르는 전류를 계산해야 한다. 제안된 구조는 Full-Bridge 모듈을 사용하지 않았기 때문에 일반적인 제어 방법을 사용해야 하며, CBH와 CBL 모두 1차측 직류단의 전류가 흐르게 된다.

정상 상태 운전 조건에서 MMCL의 각 Arm에 흐르는 전류의 실효값과 MMCBH, MMCBL의 각 Arm에 흐르는 전류의 실효값은 위에서 계산한 값과 같다. 각 MMC에서 발생하는 도통 손실은 기본적인 제어 구조의 도통 손실과 같다.

추가해야 하는 CBH와 CBL의 도통 손실은 다음과 같이 계산된다.

$$P_{CBH} = \begin{cases} I_{DCP} \times V_{CL} N_{CBH} = \frac{2-N}{4N} I_{DCS} V_{CL} M & (1 \leq N < 2) \\ 0 & (2 \leq N) \end{cases} \quad (3.123)$$

$$P_{CBL} = I_{DCP} \times V_{CL} N_{CBL} = \frac{1}{4N} I_{DCS} V_{CL} M \quad (3.124)$$

따라서, MMCL과 MMCBH, MMCBL의 전체 도통 손실과 CBH와 CBL의 도

통 손실을 합한 전체 도통손실은 모든 MMC의 Modulation Index가 같다고 할 때, 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
 P_{CL} &= \frac{2(N-1)}{N} \sqrt{1 + \frac{2}{m^2}} I_{DCS} V_{CL} M + 2P_{CBH} + 2P_{CBL} \\
 &= \begin{cases} \left(\frac{2(N-1)}{N} \sqrt{1 + \frac{2}{m^2}} + \frac{3-N}{2N} \right) I_{DCS} V_{CL} M & (1 \leq N < 2) \\ \left(\frac{2(N-1)}{N} \sqrt{1 + \frac{2}{m^2}} + \frac{1}{2N} \right) I_{DCS} V_{CL} M & (2 \leq N) \end{cases} \quad (3.125)
 \end{aligned}$$

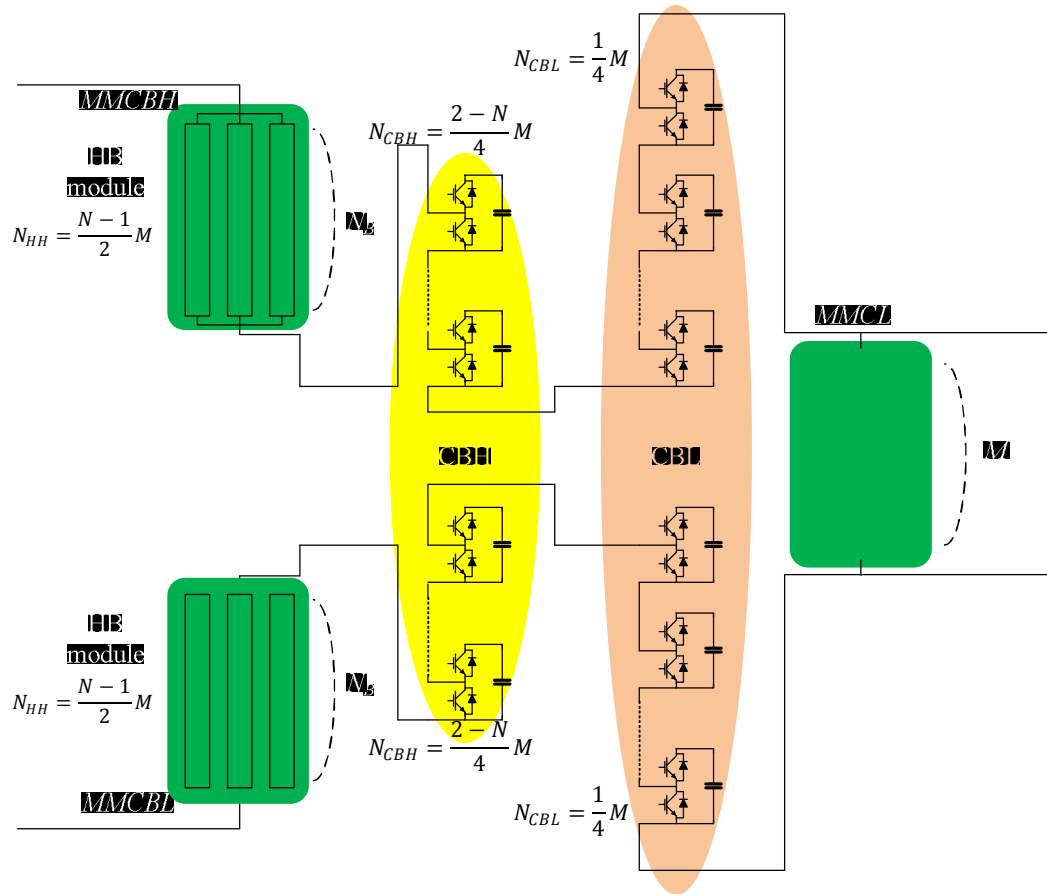


그림 3-61 Half-Bridge 모듈을 이용하여 직류단 단락 사고를 대응하는 구조 ($1 \leq N < 2$).

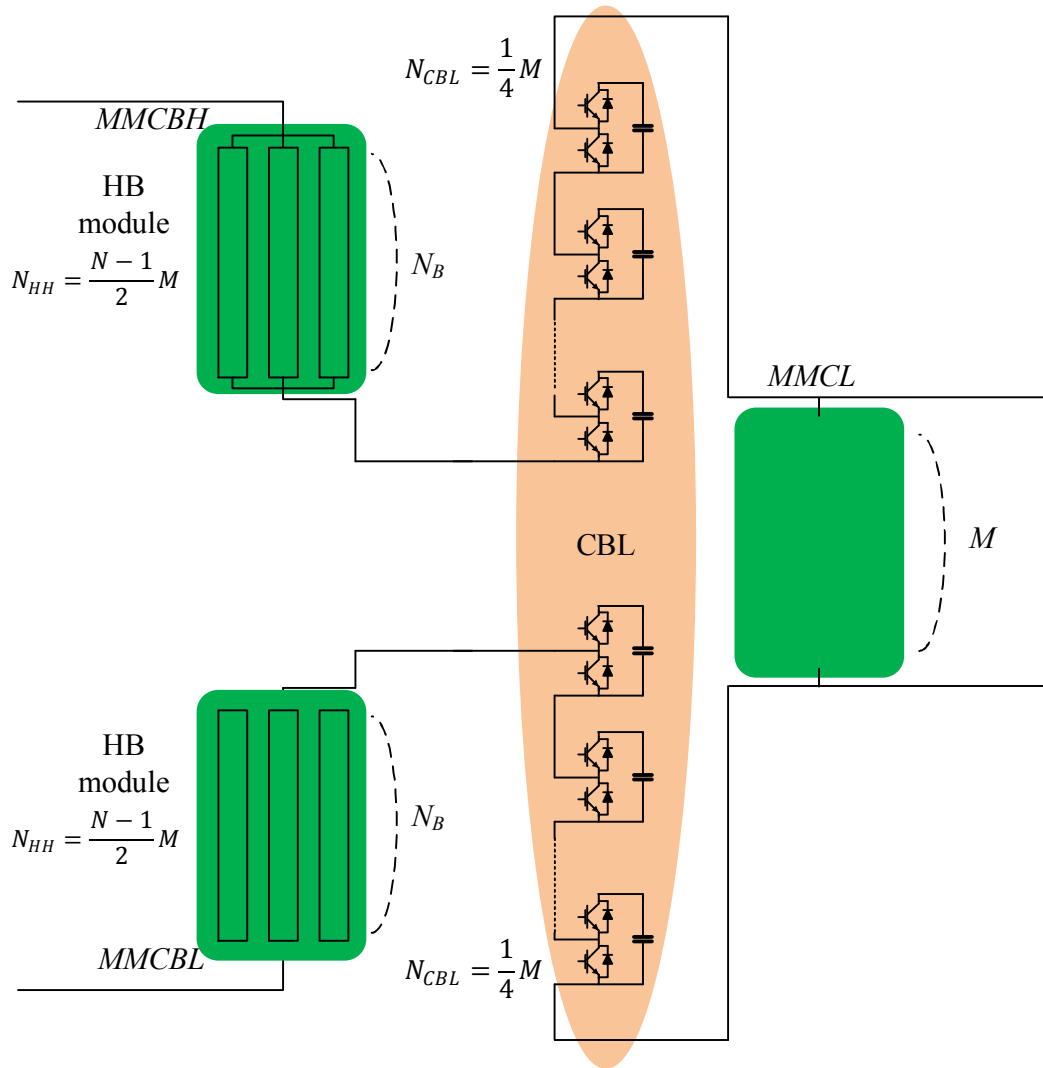


그림 3-62 Half-Bridge 모듈을 이용하여 직류단 단락 사고를 대응하는 구조 ($2 \leq N$).

3.4 변압기를 갖지 않는 직류/직류 컨버터

3.4.1 변압기를 갖지 않는 직류/직류 컨버터의 구조

변압기를 사용하지 않는 Topology II 컨버터는 모듈형 멀티레벨 컨버터의 구조를 응용하여 변압기를 사용하지 않고 송전 전압 수준의 전압을 변환할 수 있다.

기존 모듈형 멀티레벨 컨버터 1개의 Arm은 Half-Bridge 컨버터와 같은 모듈과 1개의 인덕터가 직렬로 연결된 구조를 갖는다. 이러한 Arm 구조 3개가 묶여 하나의 Three-Phase-Arms(TPA)를 이룬다. Transformerless Topology II 컨버터는 총 6개의 TPA로 구성된다. 4개의 TPA가 2차측 직류단에 직렬로 연결된다. 2개의 TPA는 2차측 직류단에 직렬로 연결된 4개의 TPA 중에서 중간 2개의 TPA와 직렬로 연결되어 1차측 직류단에 연결된다.

1차측 직류단 전압과 2차측 직류단 전압의 비율은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$V_{DCP}:V_{DCS} = N:1 \quad (3.126)$$

$$I_{DCP}:I_{DCS} = 1:N \quad (3.127)$$

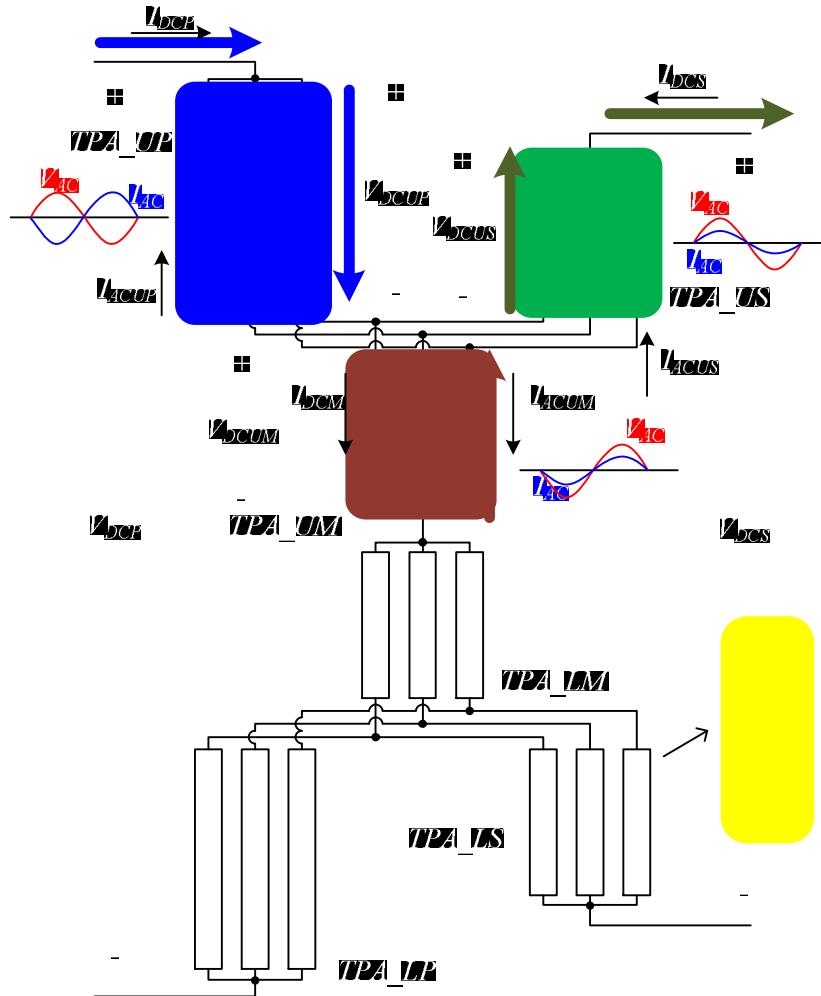


그림 3-63 변압기를 사용하지 않는 HV DC/DC 컨버터의 전력 흐름.

각 TPA의 직류단 전압은 다음과 같이 계산할 수 있다.

$$V_{DCUS} = V_{DCUM} = V_{DCLM} = V_{DCLS} = \frac{1}{4} V_{DCS} \quad (3.128)$$

$$V_{DCUP} = V_{DCLP} = \frac{1}{2}(V_{DCP} - \frac{1}{2}V_{DCS}) \quad (3.129)$$

직류단 전압은 각 TPA의 직류단 전압의 합이어야 하며, 다음과 같이 표현된다.

$$V_{DCP} = V_{DCUP} + V_{DCUM} + V_{DCLM} + V_{DCLP} \quad (3.130)$$

$$V_{DCS} = V_{DCUS} + V_{DCUM} + V_{DCUM} + V_{DCLS} \quad (3.131)$$

각 TPA의 직류단 전압과 전류 등을 일반화하기 위해서 2차측 직류단 전압과 직류단 전류로 표현하면 다음과 같다.

$$V_{DCUP} = V_{DCLP} = \frac{2N-1}{4}V_{DCS} \quad (3.132)$$

$$I_{DCP} = -I_{DCS} + I_{DCM} = -\frac{1}{N}I_{DCS} \quad (3.133)$$

$$I_{DCM} = \frac{N-1}{N}I_{DCS} \quad (3.134)$$

Transformerless Topology II 컨버터는 각 TPA에 흐르는 직류 전류로 인한 직류 전력을 임의로 발생시킨 교류 전력을 통해 각 TPA에 전달하여 양 직류단 전력을 가변 전압으로 전달하는 구조이다. 따라서, 각 TPA의 직류 전력과 교류 전력을 0으로 유지하도록 교류 전류가 제어되어야 한다. 각 TPA는 물리적으로 직접 연결되어 있기 때문에 각 TPA에서 발생시키는 교류 전압의 크기는 같아야 한다. 공통으로 사용하는 교류 전압의 크기를 V_{AC} 라고 표현하면, 이 교류 전압의 크기는 상대적으로 작은 직류단 전압인 2차측 직류단 전압에 의해 제

한된다.

$$V_{AC} = \frac{1}{2}m\frac{1}{2}V_{DCS} = \frac{1}{4}mV_{DCS} \quad (3.135)$$

각 TPA에 구현된 모듈의 캐패시터 에너지를 일정하게 유지하기 위해서는 직류 전력과 교류 전력의 합을 0으로 제어해야 한다. 교류 전력을 생성하기 위한 교류 전압은 저전압측인 2차측 직류단 전압에 의해 결정되므로, 각 TPA의 교류 전류는 내부 에너지를 일정하게 유지하기 위한 조건으로부터 결정된다.

$$P_{DCUP} + P_{ACUP} = 0 \quad (3.136)$$

$$P_{DCUP} = V_{DCUP}I_{DCP} = \frac{2N-1}{4}V_{DCS}\left(-\frac{1}{N}I_{DCS}\right) = -\frac{2N-1}{4N}V_{DCS}I_{DCS} \quad (3.137)$$

$$P_{ACUP} = \frac{3}{2}V_{AC}I_{ACUP} = \frac{3}{8}mV_{DCS}I_{ACUP} \quad (3.138)$$

$$I_{ACUP} = \frac{2}{3m}\frac{2N-1}{N}I_{DCS} \quad (3.139)$$

위와 같은 방법으로 다른 TPA의 교류 전류를 계산할 수 있다.

$$P_{DCUS} + P_{ACUS} = 0 \quad (3.140)$$

$$P_{DCUS} = \frac{1}{4}V_{DCS}I_{DCS} \quad (3.141)$$

$$P_{ACUS} = \frac{3}{2}V_{AC}I_{ACUS} = \frac{3}{8}mV_{DCS}I_{ACUS} \quad (3.142)$$

$$I_{ACUS} = -\frac{2}{3m}I_{DCS} \quad (3.143)$$

$$P_{DCUM} + P_{ACUM} = 0 \quad (3.144)$$

$$P_{DCUM} = V_{DCUM}I_{DCM} = \frac{1}{4}V_{DCS}\left(\frac{N-1}{N}I_{DCS}\right) = \frac{N-1}{4N}V_{DCS}I_{DCS} \quad (3.145)$$

$$P_{ACUM} = \frac{3}{2}V_{AC}I_{ACUM} = \frac{3}{8}mV_{DCS}I_{ACUM} \quad (3.146)$$

$$I_{ACUM} = -\frac{2}{3m}\frac{N-1}{N}I_{DCS} \quad (3.147)$$

위의 3개의 TPA에 흐르는 교류 전류는 서로 순환하므로, 순환 전류의 합은 항상 0이어야 한다.

$$I_{ACUP} + I_{ACUS} + I_{ACUM} = \frac{2}{3m}\frac{2N-1}{N}I_{DCS} - \frac{2}{3m}I_{DCS} - \frac{2}{3m}\frac{N-1}{N}I_{DCS} = 0 \quad (3.148)$$

각 TPA에 흐르는 상전류는 직류 전류와 교류 전류의 합이며, 다음과 같다.

$$I_{UPu} = \frac{1}{3}I_{DCP} - I_{ACUPu} = -\frac{1}{3}\frac{1}{N}I_{DCS} - \frac{2}{3m}\frac{2N-1}{N}I_{DCS}\sin(\omega t)$$

$$I_{UPv} = \frac{1}{3}I_{DCP} - I_{ACUPv} = -\frac{1}{3}\frac{1}{N}I_{DCS} - \frac{2}{3m}\frac{2N-1}{N}I_{DCS}\sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (3.149)$$

$$I_{UPw} = \frac{1}{3}I_{DCP} - I_{ACUPw} = -\frac{1}{3}\frac{1}{N}I_{DCS} - \frac{2}{3m}\frac{2N-1}{N}I_{DCS}\sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$I_{USu} = \frac{1}{3}I_{DCS} - I_{ACUSu} = \frac{1}{3}I_{DCS} + \frac{2}{3m}I_{DCS}\sin(\omega t)$$

$$I_{USv} = \frac{1}{3}I_{DCS} - I_{ACUSv} = \frac{1}{3}I_{DCS} + \frac{2}{3m}I_{DCS}\sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (3.150)$$

$$\begin{aligned}
I_{USw} &= \frac{1}{3}I_{DCS} - I_{ACUSw} = \frac{1}{3}I_{DCS} + \frac{2}{3m}I_{DCS}\sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \\
I_{UMu} &= \frac{1}{3}I_{DCM} + I_{ACUSu} = \frac{1}{3}\frac{N-1}{N}I_{DCS} - \frac{2}{3m}\frac{N-1}{N}I_{DCS}\sin(\omega t) \\
I_{UMv} &= \frac{1}{3}I_{DCM} + I_{ACUSv} = \frac{1}{3}\frac{N-1}{N}I_{DCS} - \frac{2}{3m}\frac{N-1}{N}I_{DCS}\sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\
I_{UMw} &= \frac{1}{3}I_{DCM} + I_{ACUSw} = \frac{1}{3}\frac{N-1}{N}I_{DCS} - \frac{2}{3m}\frac{N-1}{N}I_{DCS}\sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)
\end{aligned} \tag{3.151}$$

Transformerless HV DC/ DC 컨버터의 도통손실의 분석을 위해서는 컨버터에 사용되는 모듈의 개수 및 IGBT의 개수를 결정해야 한다. Transformerless Topology II 컨버터에 사용되는 모듈은 모두 Half-Bridge 컨버터이며, 각 TPA에 사용되는 모듈의 개수는 각 TPA에 걸리는 직류 전압을 고려해야 한다.

각 TPA에 걸리는 직류 전압은 다음과 같다.

$$V_{DCUP}:V_{DCUS}:V_{DCUM} = \frac{1}{2}NV_{DCS} - \frac{1}{4}V_{DCS}:\frac{1}{4}V_{DCS}:\frac{1}{4}V_{DCS} = \frac{2N-1}{4}:\frac{1}{4}:\frac{1}{4} \tag{3.152}$$

$$V_{DCLP}:V_{DCLS}:V_{DCLM} = \frac{1}{2}NV_{DCS} - \frac{1}{4}V_{DCS}:\frac{1}{4}V_{DCS}:\frac{1}{4}V_{DCS} = \frac{2N-1}{4}:\frac{1}{4}:\frac{1}{4} \tag{3.153}$$

각 TPA에서 합성해야 하는 전압은 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
V_{UPu} &= \frac{2N-1}{4}V_{DCS} - V_{AC}\sin(\omega t) \\
V_{UPv} &= \frac{2N-1}{4}V_{DCS} - V_{AC}\sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\
V_{UPw} &= \frac{2N-1}{4}V_{DCS} - V_{AC}\sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)
\end{aligned} \tag{3.154}$$

$$\begin{aligned}
V_{USu} &= \frac{1}{4}V_{DCS} - V_{AC} \sin(\omega t) \\
V_{USv} &= \frac{1}{4}V_{DCS} - V_{AC} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\
V_{USw} &= \frac{1}{4}V_{DCS} - V_{AC} \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)
\end{aligned} \tag{3.155}$$

$$\begin{aligned}
V_{UMu} &= \frac{1}{4}V_{DCS} + V_{AC} \sin(\omega t) \\
V_{UMv} &= \frac{1}{4}V_{DCS} + V_{AC} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\
V_{UMw} &= \frac{1}{4}V_{DCS} + V_{AC} \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)
\end{aligned} \tag{3.156}$$

$$\begin{aligned}
V_{LPu} &= \frac{2N-1}{4}V_{DCS} + V_{AC} \sin(\omega t) \\
V_{LPv} &= \frac{2N-1}{4}V_{DCS} + V_{AC} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\
V_{LPw} &= \frac{2N-1}{4}V_{DCS} + V_{AC} \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)
\end{aligned} \tag{3.157}$$

$$\begin{aligned}
V_{LSu} &= \frac{1}{4}V_{DCS} + V_{AC} \sin(\omega t) \\
V_{LSv} &= \frac{1}{4}V_{DCS} + V_{AC} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\
V_{LSw} &= \frac{1}{4}V_{DCS} + V_{AC} \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)
\end{aligned} \tag{3.158}$$

$$\begin{aligned}
V_{LMu} &= \frac{1}{4}V_{DCS} - V_{AC} \sin(\omega t) \\
V_{LMv} &= \frac{1}{4}V_{DCS} - V_{AC} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\
V_{LMw} &= \frac{1}{4}V_{DCS} - V_{AC} \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)
\end{aligned} \tag{3.159}$$

따라서, 각 직류단의 전압은 각 TPA의 전압 합으로 계산된다.

$$V_{UPu} + V_{UMu} + V_{LMu} + V_{LPu} = NV_{DCS} = V_{DCP} \quad (3.160)$$

$$V_{USu} + V_{UMu} + V_{LMu} + V_{LSu} = V_{DCS} \quad (3.161)$$

각 TPA에서 전압을 합성하기 위해 필요한 모듈의 개수는 Modulation Index에 의해 제한된다. 교류 전압의 크기를 2차측 직류단 전압을 기준으로 Modulation Index가 1이 되는 경우가 교류 전압의 합성 가능한 최대 전압이다. 이러한 경우에 각 TPA의 한 상의 Arm이 합성해야 하는 최대 전압은 다음과 같다.

$$V_{UPu} = \frac{2N-1}{4}V_{DCS} + \max\left\{\frac{1}{4}mV_{DCS}\sin(\omega t)\right\} = \frac{1}{2}NV_{DCS} \quad (3.162)$$

$$V_{USu} = \frac{1}{4}V_{DCS} + \max\left\{\frac{1}{4}mV_{DCS}\sin(\omega t)\right\} = \frac{1}{2}V_{DCS} \quad (3.163)$$

$$V_{UMu} = \frac{1}{4}V_{DCS} + \max\left\{\frac{1}{4}mV_{DCS}\sin(\omega t)\right\} = \frac{1}{2}V_{DCS} \quad (3.164)$$

따라서, 각 TPA의 Arm이 가지고 있어야 할 모듈의 개수는 다음과 같다.

$$N_{UP} = V_{UPu_max} \div V_{DC_module} = \frac{1}{2}NV_{DCS} \div \frac{V_{DCS}}{0.5M} = \frac{1}{4}NM \quad (3.165)$$

$$N_{US} = V_{USu_max} \div V_{DC_module} = \frac{1}{2}V_{DCS} \div \frac{V_{DCS}}{0.5M} = \frac{1}{4}M \quad (3.166)$$

$$N_{UM} = V_{UMu_max} \div V_{DC_module} = \frac{1}{2}V_{DCS} \div \frac{V_{DCS}}{0.5M} = \frac{1}{4}M \quad (3.167)$$

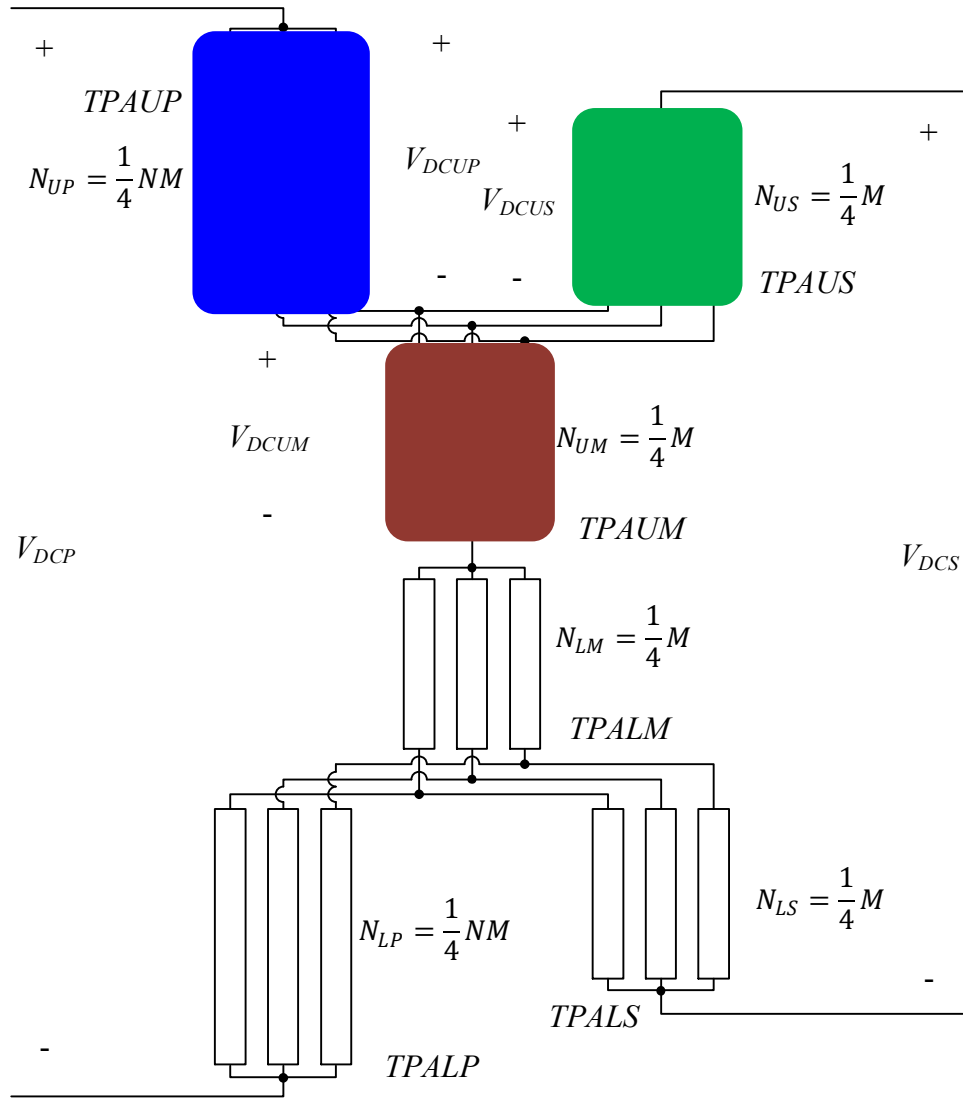


그림 3-64 정상상태 운전을 위한 각 TPA의 모듈 개수.

이러한 모듈 구조에서 정상 운전 조건에서의 도통손실을 계산할 수 있다. 정상 상태 운전 조건에서 MMCP와 MMCS의 각 Arm에 흐르는 전류의 실효값은 다음과 같다.

$$I_{UPrms} = \frac{1}{3N} \sqrt{1 + \frac{2}{m^2} (2N - 1)^2 I_{DCS}} \quad (3.168)$$

$$I_{USrms} = \frac{1}{3} \sqrt{1 + \frac{2}{m^2} I_{DCS}} \quad (3.169)$$

$$I_{UMrms} = \frac{N - 1}{3N} \sqrt{1 + \frac{2}{m^2} I_{DCS}} \quad (3.170)$$

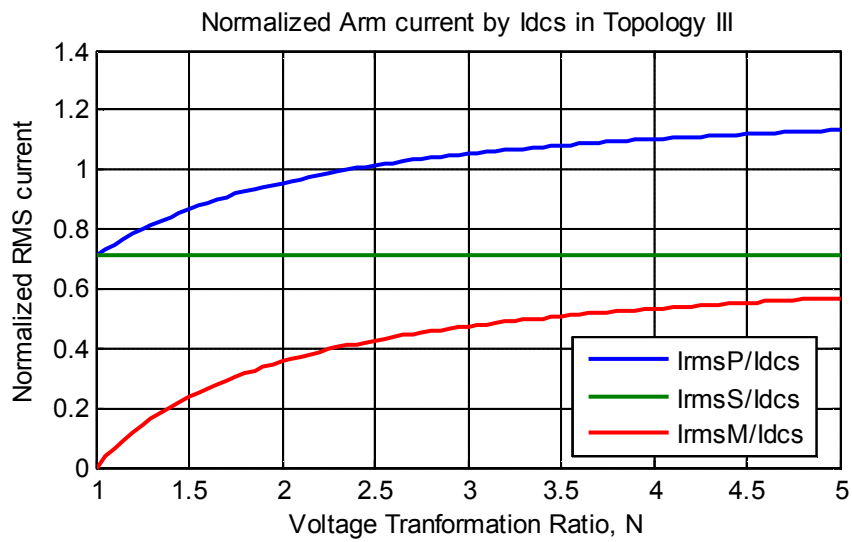


그림 3-65 Topology III 컨버터에서 Arm 에 흐르는 RMS 전류의 2차측 직류단 전류에 대한 정규화값(Modulation Index=0.75).

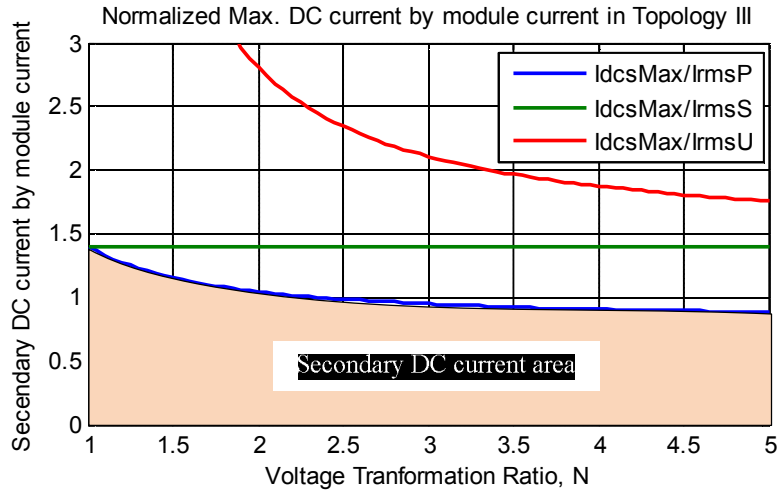


그림 3-66 Topology III에서 모듈 전류에 대해 정규화된 최대 2차단 직류 전류 (Modulation Index=0.75).

각 모듈에서 발생하는 도통손실을 일정 전압 V_{CL} 으로 모델링하면, 도통손실은 전류가 흐르는 모듈의 개수의 비례한다. 따라서, 모듈에 흐르는 전류의 실효치와 모듈의 손실을 모의하기 위해 가정한 전압의 곱을 모듈의 도통손실로 모의하고, 전체 손실은 모듈의 도통손실에 모듈 개수를 곱하여 얻을 수 있다. 각 TPA의 도통손실은 같이 간략히 계산할 수 있다.

$$P_{UP} = 3 \times I_{UPrms} \times V_{CL} N_{UP} = \frac{1}{4} \sqrt{1 + \frac{2}{m^2} (2N - 1)^2 I_{DCS} V_{CL} M} \quad (3.171)$$

$$P_{US} = 3 \times I_{USrms} \times V_{CL} N_{UP} = \frac{1}{4} \sqrt{1 + \frac{2}{m^2} I_{DCS} V_{CL} M} \quad (3.172)$$

$$P_{UM} = 3 \times I_{UMrms} \times V_{CL} N_{UP} = \frac{N - 1}{4N} \sqrt{1 + \frac{2}{m^2} I_{DCS} V_{CL} M} \quad (3.173)$$

Transformerless HV DC/DC의 전체 도통손실은 여섯개의 TPA 손실의 합이다.

$$P_{CL} = 2(P_{UP} + P_{US} + P_{UM})$$

$$= \frac{1}{2} \left(\sqrt{1 + \frac{2}{m^2} (2N - 1)^2} + \frac{2N - 1}{N} \sqrt{1 + \frac{2}{m^2}} \right) I_{DCS} V_{CL} M \quad (3.174)$$

3.4.2. 변압기를 갖지 않는 직류/직류 컨버터의 제어

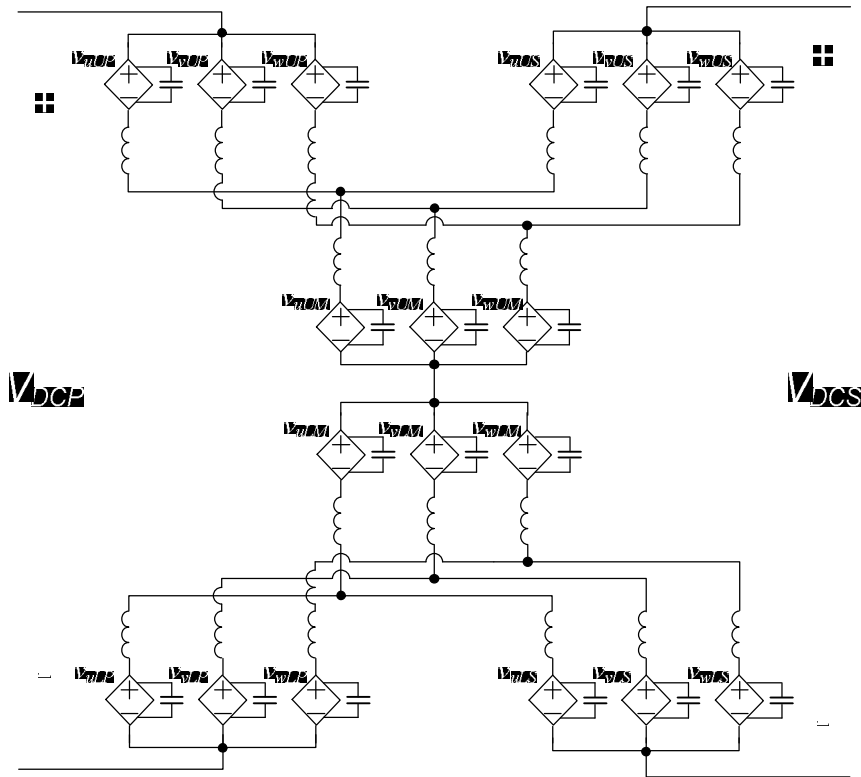


그림 3-67 Topology III의 간략한 제어 모델.

Topology III의 컨버터는 양 직류단간의 직류 전력을 전달하는 기능을 수행해야 한다. 전달해야 하는 전력 지령이 결정되면, 1차측 직류 전류 지령 혹은 2차측 직류 전류 지령으로 계산될 수 있다. 1차측 직류 전류 지령이 주어지면, 2차측 직류 전류 지령은 컨버터 내부 캐패시터 에너지의 에너지 총량을 일정하게 유지해주기 위해 필요한 전력으로부터 계산된다.

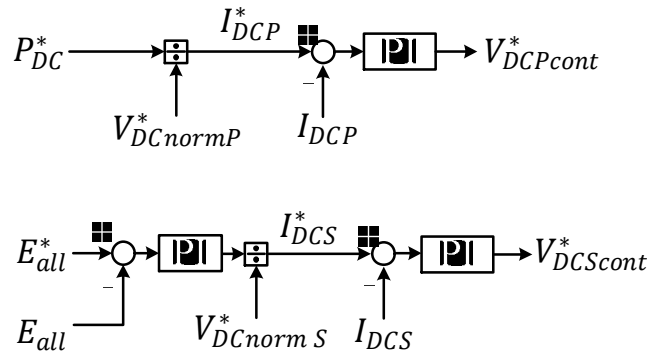


그림 3-68 Topology III의 양 직류 전류 지령 계산.

$$\begin{aligned}
 E_{all} = & \sum_x^{u,v,w} \left(\sum_{y=1}^{N_{UP}} \frac{1}{2} C_{dcm} (V_{dcmUP,xy})^2 \right) + \sum_x^{u,v,w} \left(\sum_{y=1}^{N_{LP}} \frac{1}{2} C_{dcm} (V_{dcmLP,xy})^2 \right) \\
 & + \sum_x^{u,v,w} \left(\sum_{y=1}^{N_{US}} \frac{1}{2} C_{dcm} (V_{dcmUP,xy})^2 \right) + \sum_x^{u,v,w} \left(\sum_{y=1}^{N_{LS}} \frac{1}{2} C_{dcm} (V_{dcmLP,xy})^2 \right) \\
 & + \sum_x^{u,v,w} \left(\sum_{y=1}^{N_{UM}} \frac{1}{2} C_{dcm} (V_{dcmUP,xy})^2 \right) + \sum_x^{u,v,w} \left(\sum_{y=1}^{N_{LM}} \frac{1}{2} C_{dcm} (V_{dcmLP,xy})^2 \right)
 \end{aligned} \quad (3.175)$$

1차측 직류단 전압과 2차측 직류단 전압은 각 TPA의 직류 전압의 합으로

결정된다. TPAUM과 TPALM의 직류 전압은 1차측 직류단 전압과 2차측 직류단 전압에 모두 영향을 미치기 때문에, 한 쪽을 기준으로 TPAUM과 TPALM의 직류 전압을 변경하는 것이 적합하지 않다. 따라서, TPAUM과 TPALM의 직류 전압 지령은 정격 전압으로 고정하여 제어한다.

$$V_{DCUM}^* = V_{DCLM}^* = \frac{1}{4}V_{DCnormS} \quad (3.176)$$

1차측 직류단과 2차측 직류단의 전류를 제어하기 위해서 TPAUP, TPALP와 TPAUS, TPALS가 각각 직류 전압을 변화시킨다.

$$V_{DCUP}^* = V_{DCLP}^* = \frac{1}{2} \left(V_{DCnormP} - \frac{1}{2}V_{DCnormS} \right) + \frac{1}{2}V_{DCPcont}^* \quad (3.177)$$

$$V_{DCUS}^* = V_{DCLS}^* = \frac{1}{4}V_{DCnormS} + \frac{1}{2}V_{DCScont}^* \quad (3.178)$$

위와 같이 양 직류단 전압을 결정하면 1차측과 2차측의 전력 흐름이 결정되고, Topology III 컨버터 내부 캐패시터 에너지를 일정하게 제어할 수 있다. 컨버터의 제어를 유지하기 위해서는 컨버터 내부의 캐패시터 에너지를 일정하게 균형 제어해야 한다.

TPAUP와 TPALP의 에너지 제어는 간단히 구현될 수 있다. TPAUP와 TPALP에는 공통적으로 1차측 직류 전류가 흐르고, 직류 전류를 제어하기 위한 직류 전압이 결정되어 있다. TPAUP와 TPALP에 유입되는 직류 전력은 교류 전력을 통해 보상될 수 있다. 각 TPA의 교류 전력은 교류 전류를 제어함으로써 제어할 수 있다.

$$P_{DCUP} = I_{DCP}V_{DCUP} = -P_{ACUP} = -\frac{3}{2}V_{AC}I_{qpeUP} \quad (3.179)$$

$$P_{DCLP} = I_{DCP}V_{DCLP} = -P_{ACL P} = -\frac{3}{2}V_{AC}I_{qpeLP} \quad (3.180)$$

$$I_{qpeUP} = -\frac{2}{3}\frac{V_{DCUP}}{V_{AC}}I_{DCP} \quad (3.181)$$

$$I_{qpeLP} = -\frac{2}{3}\frac{V_{DCLP}}{V_{AC}}I_{DCP} \quad (3.182)$$

즉, TPAUP와 TPALP의 정상분 q축 전류를 제어하면, TPA 전체 캐패시터 에너지의 합을 일정하게 유지할 수 있다. 다음으로는 TPA 안의 U/V/W Arm 간의 캐패시터 에너지 균형 제어가 필요하다. 이를 위해서는 각 Arm에 흐르는 직류 전류를 제어함으로써 3상 Arm의 에너지의 균형 제어를 이룰 수 있다.

$$P_{DCUP} = P_{DCUPU} + P_{DCUPV} + P_{DCUPW} \quad (3.183)$$

$$P_{DCUPU} = \frac{1}{3}I_{DCP}V_{DCUP} + I_{uDCUP}V_{DCUP} \quad (3.184)$$

$$P_{DCUPV} = \frac{1}{3}I_{DCP}V_{DCUP} + I_{vDCUP}V_{DCUP} \quad (3.185)$$

$$P_{DCUPW} = \frac{1}{3}I_{DCP}V_{DCUP} + I_{wDCUP}V_{DCUP} \quad (3.186)$$

$$I_{uDCUP} + I_{vDCUP} + I_{wDCUP} = 0 \quad (3.187)$$

TPAUP와 TPALP의 직류 전류는 직류단 전류 제어에 의해 제어되기 때문에, TPA의 캐패시터 에너지 균형을 위한 순환 전류는 직류단 전류 제어에 영향을 주지 않고 제어되어야 한다. 순환 전류의 제어를 위해서는 MMC의 순

환 전류 제어에 사용한 방법을 사용한다. 순환 전류 제어기는 임의로 생성하는 교류 전압에 대한 동기 좌표계에서 제어한다. 교류 전압을 기준으로 하는 동기 좌표계에서의 순환 전류 제어기는 영상분 전류를 제어하지 않기 때문에 직류단 전류 제어에 영향을 미치지 않으며, 순환 전류의 정상분 전류와 직류 전류만을 제어할 수 있다.

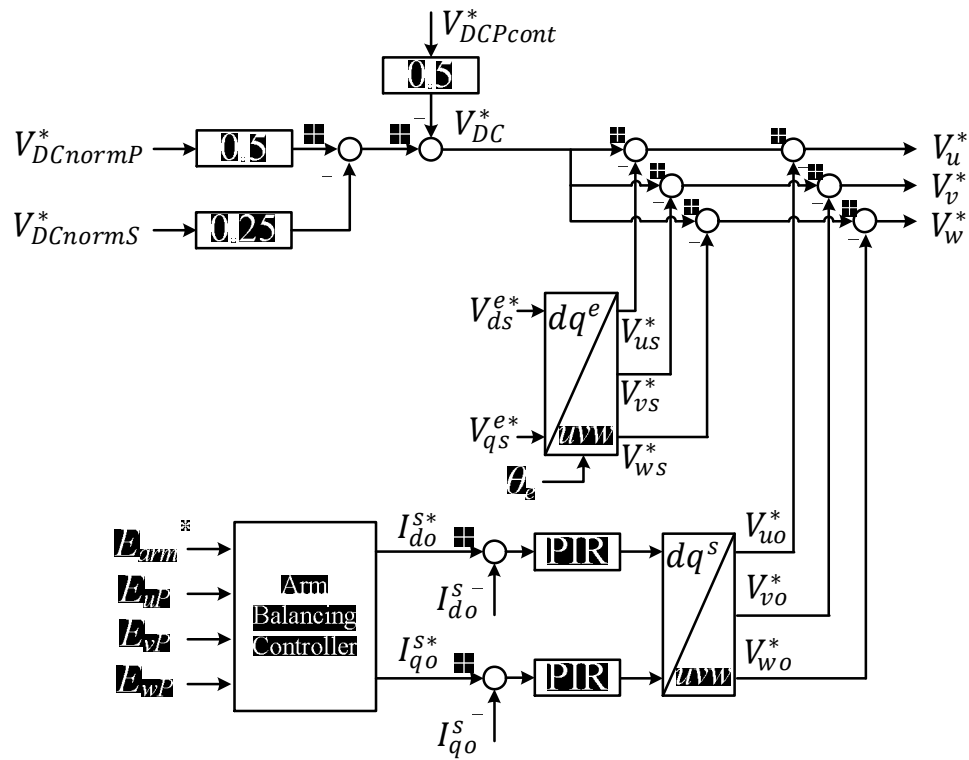


그림 3-69 Topology III에서 TPAUP, TPALP의 제어 구조.

같은 방법으로 TPAUS, TPALS도 동일한 방법으로 내부 캐패시터 에너지의 균형 제어를 이룰 수 있다. TPA 내부 전체 에너지를 일정하게 유지하기 위하

여 교류 전압 기준 정상분 전류를 제어하며, 각 Arm의 에너지 균형 제어를 위해서 순환 전류의 직류 전류를 제어한다.

TPAUM과 TPALM의 내부 에너지 균형 제어는 TPAUM과 TPALM의 순환 전류를 직접 제어하여서는 이루어질 수 없다. TPAUP, TPAUS, TPAUM의 U/V/W 각 상은 한 점으로 연결되어 있다. U/V/W 각 상에 흐르는 TPA 전류는 2개의 자유도만 존재한다. TPAUP와 TPAUS는 각 TPA의 캐패시터 에너지 균형 제어를 위해 각 Arm에 흐르는 순환 전류를 제어하기 때문에, TPAUM에 흐르는 전류는 제어할 수 없다.

$$I_{xUM} = I_{xUP} + I_{xUS} \quad (3.188)$$

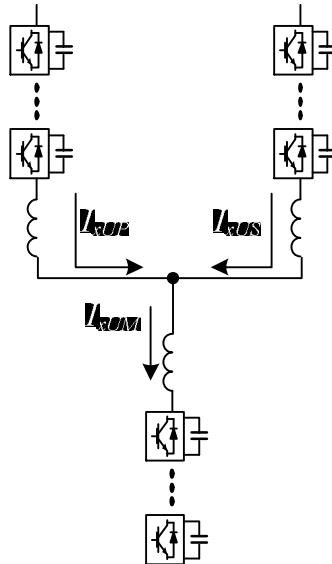


그림 3-70 Topology III의 내부 전류 흐름.

따라서, TPAUM과 TPALM은 정격 직류 전압과 정격 교류 전압을 합성하는

역할만을 수행한다.

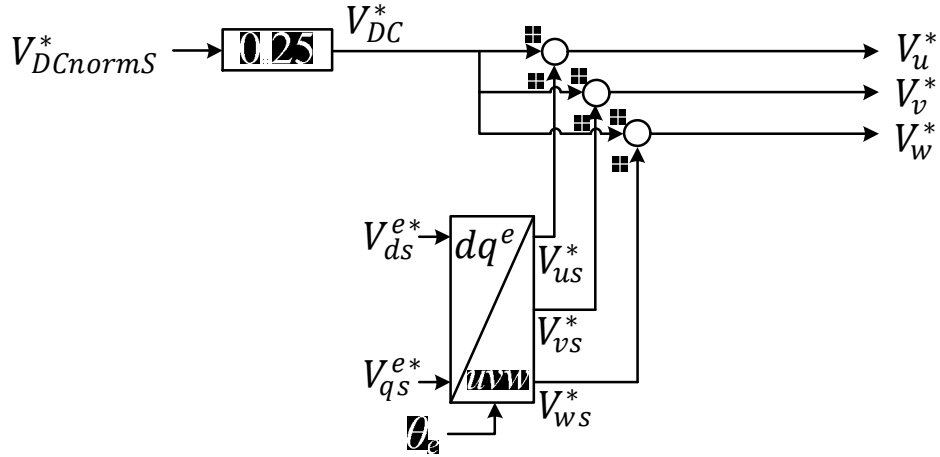


그림 3-71 Topology III에서 TPAUM, TPALM의 제어 구조.

TPAUM과 TPALM 전체 에너지는 다른 TPA의 에너지를 일정하게 제어함으로써 자연스럽게 제어될 수 있다. 양 직류단의 전력 제어에 의해서 컨버터 내부 전체 에너지가 일정하게 제어되며, TPAUP, TPAUS, TPALP, TPALS의 각 내부 캐패시터 에너지는 각 TPA의 제어를 통해 일정하게 유지될 수 있다. 따라서, TPAUM과 TPALM의 에너지 합은 다른 제어를 통해 일정하게 유지될 수 있다.

TPAUM과 TPALM 각각의 U/V/W Arm 간의 캐패시터 에너지 균형 제어는 TPAUS와 TPALS의 역상분 전류 제어를 통해 이루어질 수 있다. TPAUS의 U/V/W Arm의 캐패시터 에너지는 TPAUS에 흐르는 순환 전류의 직류 성분에 의해서 일정하게 균형 제어된다. 순환 전류의 정상분 전류를 통해 TPAUS 전체 캐패시터 에너지가 일정하게 제어된다. 따라서, TPAUS의 U/V/W Arm 캐패

시터 에너지와 TPAUM의 U/V/W Arm 캐패시터 에너지의 차이는 TPAUM의 U/V/W Arm 캐패시터 에너지의 오차로 생각할 수 있다.

$$E_{uUS} = E_{vUS} = E_{wUS} = E_{ARM} \quad (3.189)$$

$$\begin{cases} E_{uUS} - E_{uUM} = E_{ARM} - E_{uUM} = \Delta E_{uUM} \\ E_{vUS} - E_{vUM} = E_{ARM} - E_{vUM} = \Delta E_{vUM} \\ E_{wUS} - E_{wUM} = E_{ARM} - E_{wUM} = \Delta E_{wUM} \end{cases} \quad (3.190)$$

TPAUS와 TPAUM을 하나의 MMC로 간주하면, MMC의 순환 전류 중 역상분 전류는 Upper Set과 Lower Set의 각 상의 에너지 오차를 0으로 제어할 수 있다. 따라서, TPAUS의 역상분 전류를 제어하면 TPAUM의 U/V/W Arm간 에너지 오차를 균형 제어할 수 있다.

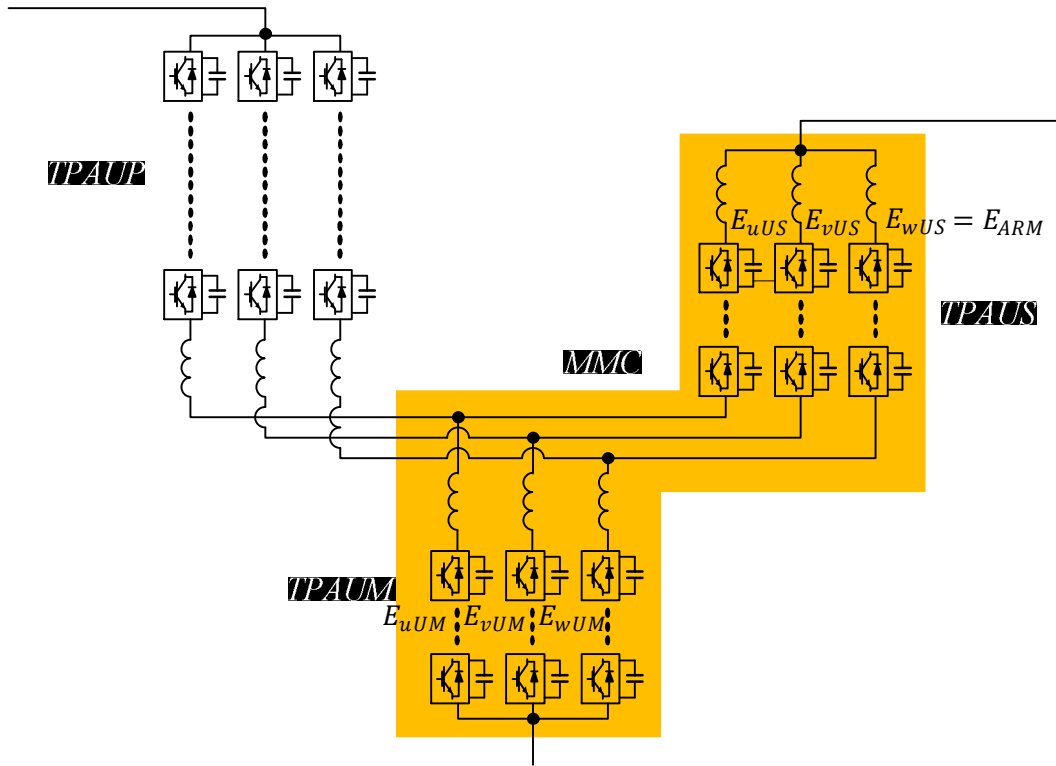


그림 3-72 Topology III에서 MMC로 간주한 TPAUM과 TPAUS.

따라서, TPAUS와 TPALS는 각각 자신의 Arm 캐패시터 에너지의 균형 제어 뿐만 아니라 TPAUM과 TPALM의 Arm 캐패시터 에너지의 균형 제어까지 고려해야 한다.

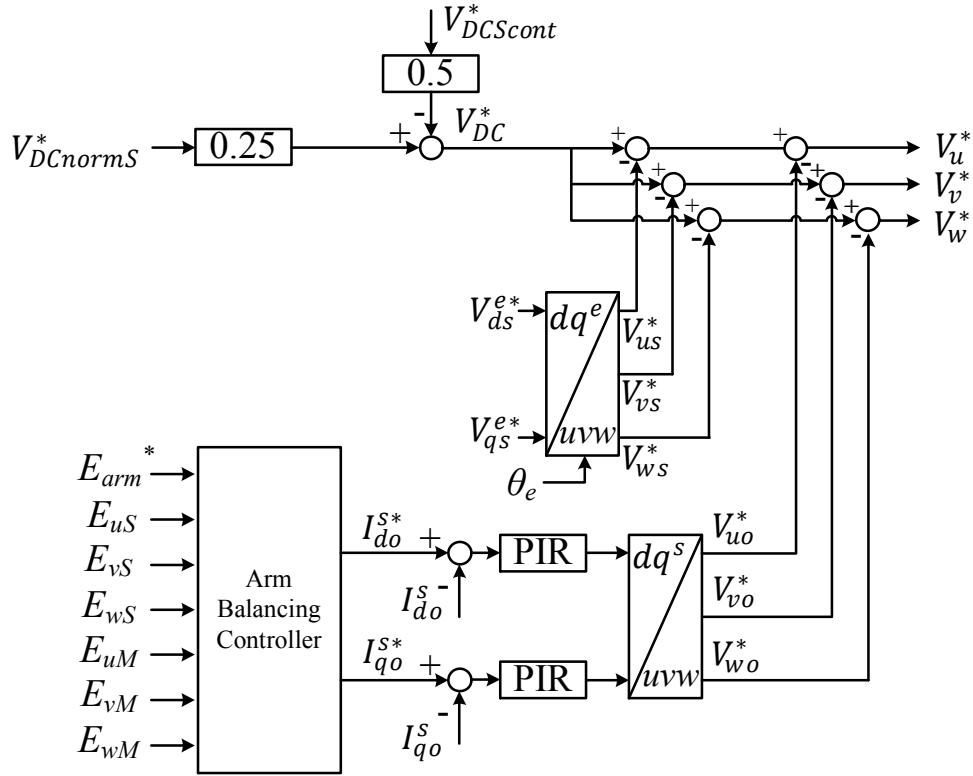


그림 3-73 Topology III에서 TPAUS, TPALS의 제어 구조.

Topology III를 통한 전력 제어를 위해 제안된 제어 구조를 검증하기 위해 컴퓨터 시뮬레이션을 수행하였다. 컴퓨터 시뮬레이션에서 양 직류단 전압과 정격 직류 전류, 모듈의 캐패시턴스, 각 Arm의 인덕턴스 등은 Topology I의 시뮬레이션 조건과 동일하다.

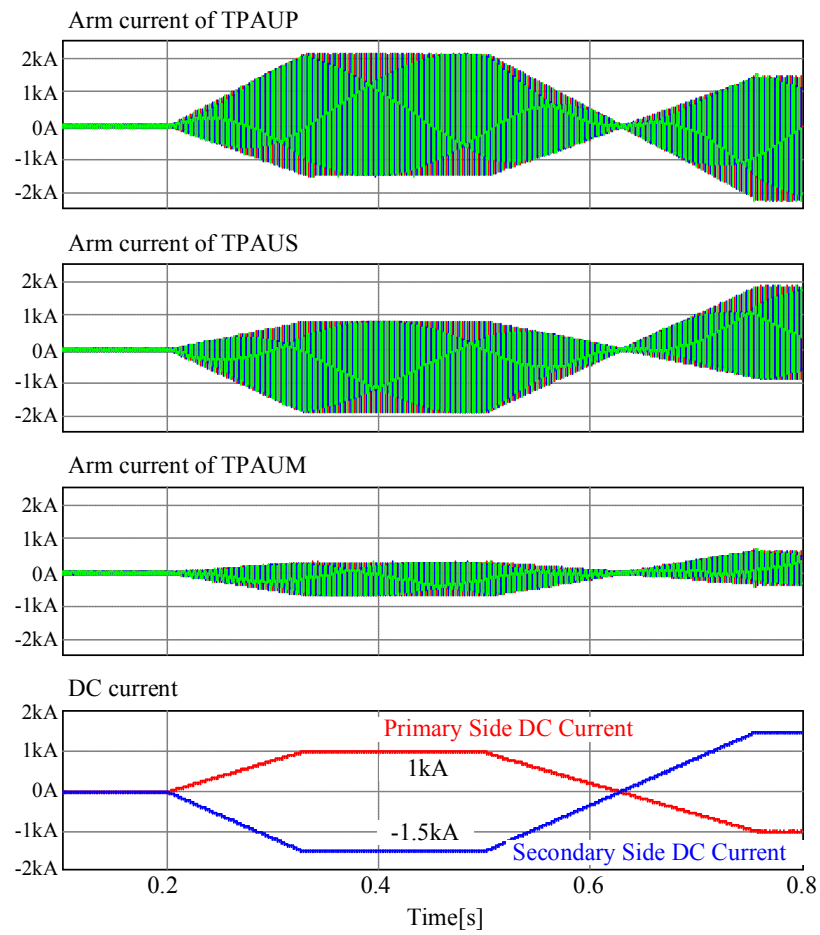


그림 3-74 Topology III에서 각 TPA의 Arm 전류와 직류단 전류.

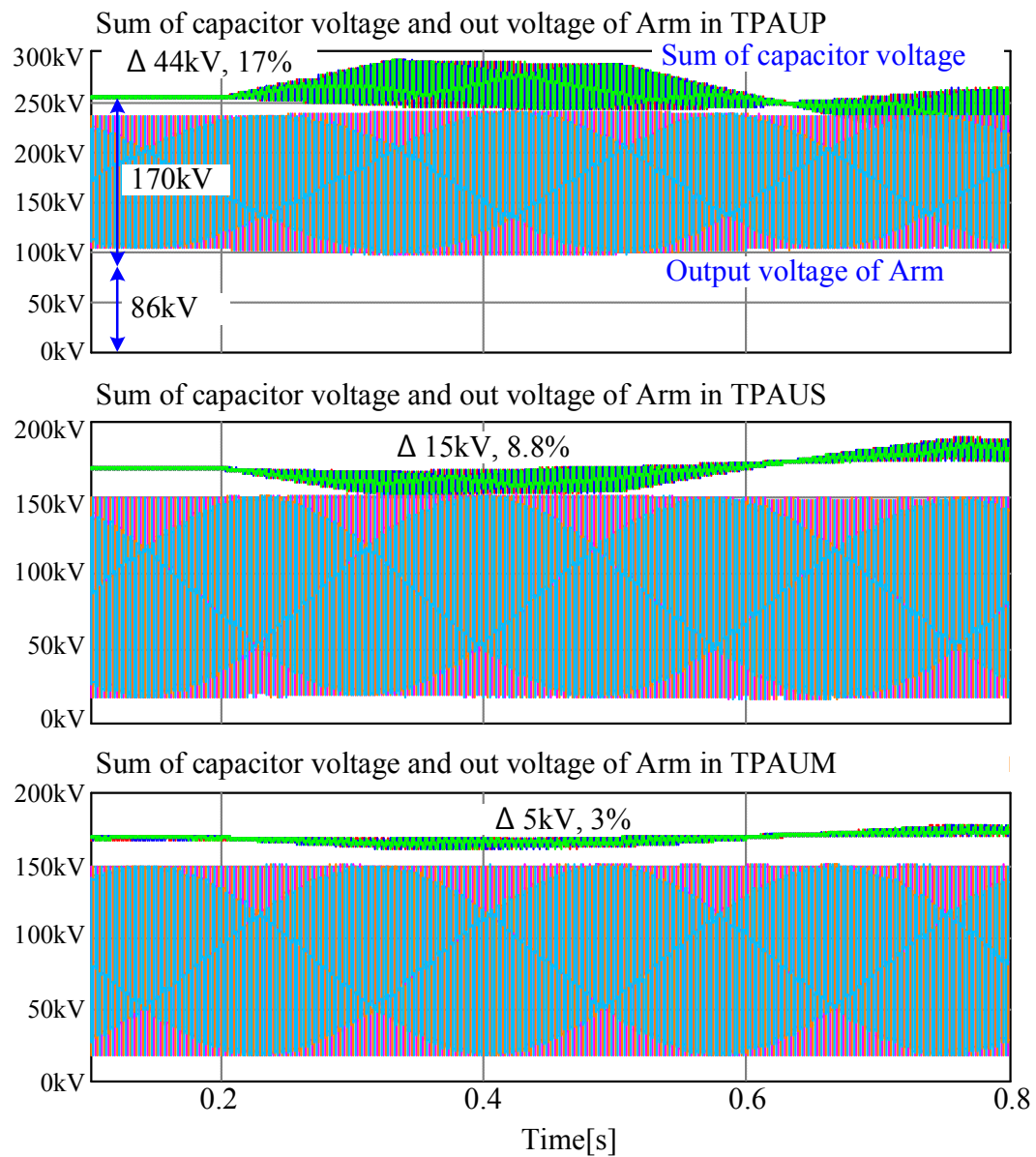


그림 3-75 Topology III에서 Arm 캐패시터 전압의 합과 Arm 전압 지령.

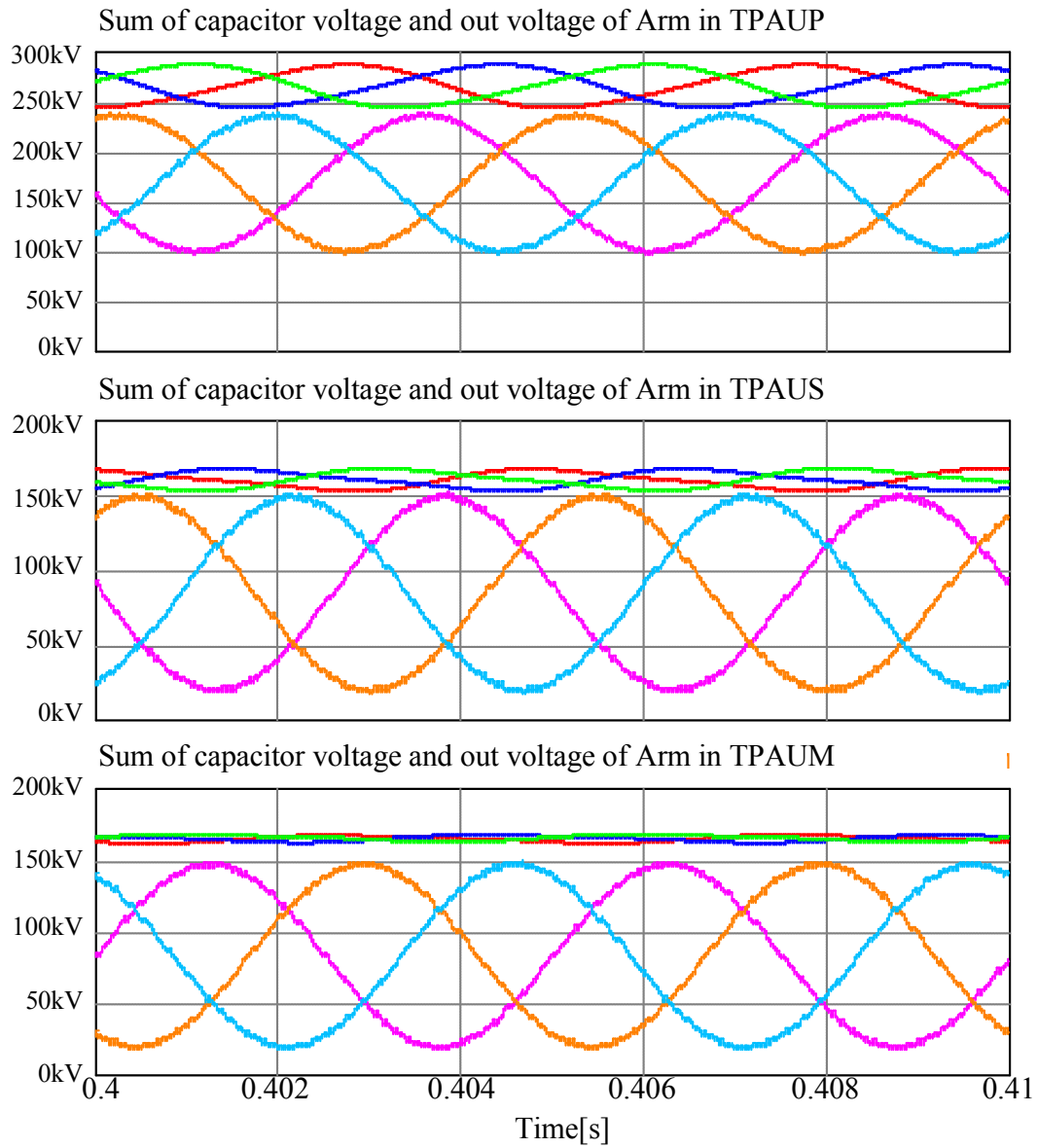


그림 3-76 확대한 Arm 캐패시터 전압의 합과 Arm 전압 지령.

3.5 제안된 컨버터의 비교

제안된 모듈형 직류/직류 컨버터는 동일한 직류단 전력을 전달하는데 필요한 소자와 전달 손실 등에서 다양한 특징을 갖는다. 그림 3-77은 각 Topology 별 모듈 전류에 대한 2차측 직류단의 최대 전류값을 정규화하여 나타내었다. Modulation Index를 0.75로 설계하였을 경우, Topology I은 2차측 직류단에 연결된 MMC에 흐르는 전류에 대해 약 1.4배의 2차측 직류단 전류를 전달할 수 있다. Full-Bridge 모듈을 사용한 Topology II를 제안된 교류 전류 최소화 방법으로 제어하였을 때, 전압 변환율이 2 이하인 조건에서 Topology I에 비하여 최대 2.5배의 2차측 직류단 전류를 전달할 수 있다. 반면 Topology III는 동일한 전류 정격의 모듈을 사용하였을 경우, Topology I에 비하여 전압 전달율이 2인 조건에서 30%의 전력을 덜 전달하게 된다.

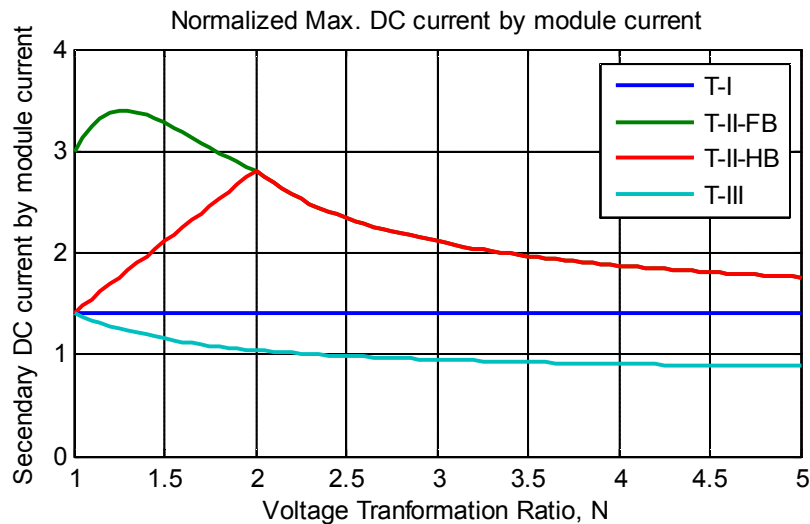


그림 3-77 각 Topology의 모듈 전류에 대한 2차측 직류단 최대 전류의 정규화 값 (Modulation Index = 0.75).

컨버터의 도통 손실의 경우, 각 Topolgy 별로 전압 변환율에 따른 특징이 다르게 나타난다. 컨버터의 손실을 실제적으로 평가하기 위하여 ABB社의 5SNA 2000K451300 IGBT 모듈을 사용하여 손실을 계산하였다. IGBT 모듈은 4500V의 정격 전압과 2000A의 정격 전류 용량을 갖고 있다. 변압기는 정격 부하에서 0.25% 손실과 무부하에서 0.05%의 손실로 모의하였다. 일반적인 송전 시스템에 사용되는 변압기의 손실은 다음 표와 같다.

표 3.3. 송전 시스템에 사용되는 변압기의 손실

| 변압기 규격 | 손실 종류 | 손실[kW] |
|--|-------|-------------|
| 단상 154/23kV 15/20MVA(OA/FA) 3대 1BANK | 무부하손 | 66 |
| | 전부하동손 | 267 |
| | 총손실 | 343 (1.7%) |
| 3상 154/23kV 45/60MVA(OA/FA) | 무부하손 | 42 |
| | 전부하동손 | 230 |
| | 총손실 | 272 (0.45%) |
| 단상 345/154/23kV 100/133.3/166.7MVA | 무부하손 | 67 |
| | 전부하동손 | 329 |
| | 총손실 | 396 (0.25%) |

동일한 모듈을 사용할 경우, 컨버터 자체의 도통 손실은 대부분의 영역에서 Half-Bridge 모듈을 사용한 구조가 가장 작은 도통 손실을 보인다. Topology III의 경우 낮은 전압 전달율의 범위에서는 기존 구조인 Topology I보다 손실이 작지만, 전압 전달율이 높은 경우에는 오히려 Topology I보다 손실이 크다. 전 영역에서 Topolgy II의 손실보다 큼을 알 수 있다.

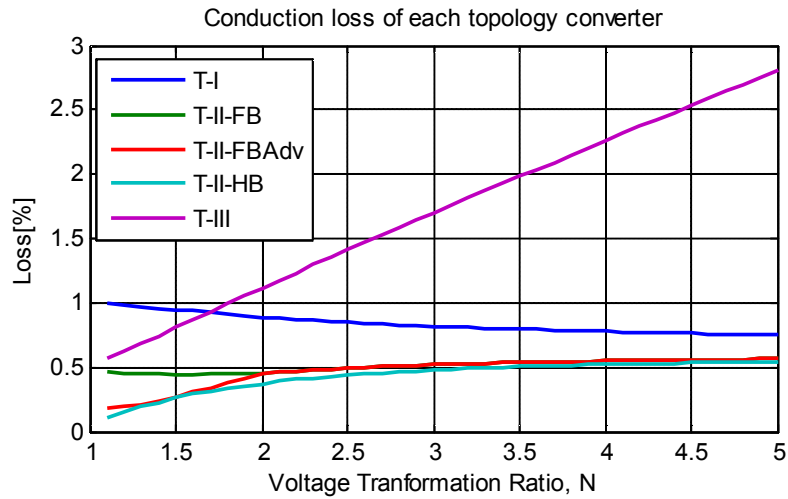


그림 3-78 각 Topology의 컨버터 도통 손실 (Modulation Index = 0.75).

하지만, 변압기를 포함한 효율은 그 양상이 다르다. 그림 3-79는 변압기가 필요한 Topology I과 Topology II에 대해서 표3.3의 단상 166MVA 변압기의 손실을 가정하여 전체 시스템 손실을 계산한 결과이다.

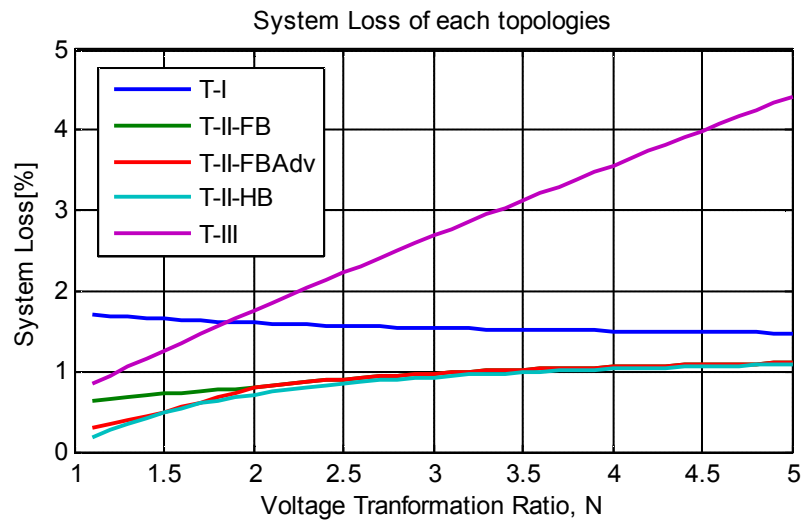


그림 3-79 각 Topology의 변압기를 포함한 컨버터 손실.

전 영역에 대해서 Topology II의 손실이 다른 구조에 비해서 작다. 전압 변환율이 1.5 이하로 낮은 경우에 Half-Bridge 모듈을 사용하는 구조는 약 0.5% 이하의 아주 낮은 손실로 전력을 변환할 수 있다. Topology III의 경우, 전압 변환율이 1.8 이하인 경우에 Topology I보다 낮은 손실로 전력을 전달할 수 있다. 하지만 전압 변환율이 높아질수록 도통손실의 증가로 전체적인 손실이 급격하게 증가하게 된다.

각 Topology 별로 필요한 소자의 개수도 다르다. 그림 3-80은 전압 변환율에 따른 IGBT의 개수를 나타내고 있다. 2차측 직류단에 필요한 모듈의 개수인 M 을 1000이라 하였을 때, 상대적으로 필요한 IGBT의 개수이다. 전압 변환율이 1.5 이하인 구간에서는 Half-Bridge 모듈을 사용하여 직류단 단락 사고에 대응하는 Topology II가 가장 적은 IGBT를 필요로 하지만, 전압 변환율이 1.5 이상인 구간에서는 Topology III가 가장 적은 IGBT를 필요로 한다.

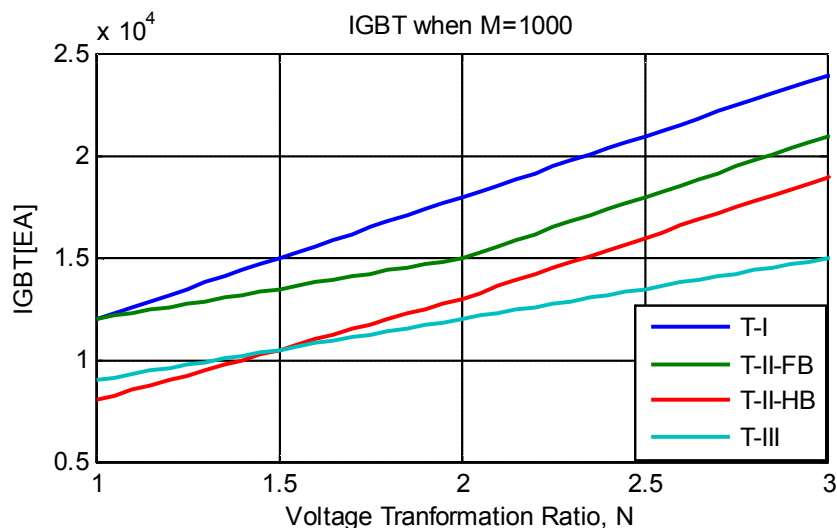


그림 3-80 Topology에 따른 IGBT 소자의 개수 ($M=1000$).

전압 변환율이 5보다 작은 전 영역에서 Topology I에 비해 우수한 손실 특성을 보이는 Topology II를 연간 전력 비용 저감 측면에서 분석하였다. 그림 3-81은 600MW Topology II 직류/직류 컨버터의 연간 전력 생산 비용 저감 효과를 나타낸다. 동일한 용량의 Topology I 직류/직류 컨버터에 비하여 Half-Bridge를 이용한 Topology II는 전압 변환율이 1.5인 조건에서 연간 약 53억원의 전력 생산 비용을 절감할 수 있다. 전압 변환율이 3인 조건에서는 연간 27억원을 절약할 수 있으며, Topology II의 Full-Bridge를 사용하는 구조에 비하여서도 연간 2억원을 절약할 수 있다.

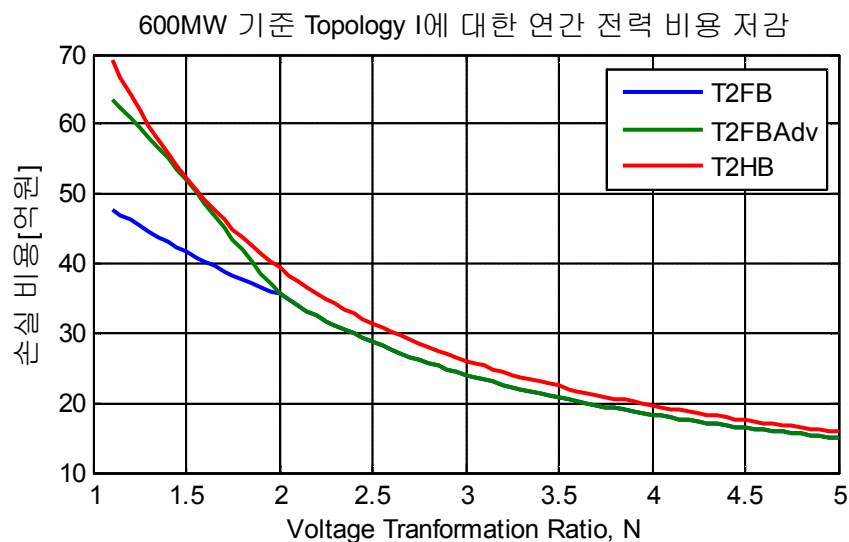


그림 3-81 2차측 직류단 전압 340kV / 600MW 컨버터의 연간 전력 비용 저감 [43].

제안된 Topology II의 손실은 전압 변환율이 높아질 수록 Topology I의 손실과 비슷해지는 경향을 보인다. 그림 3-82는 전압 변환율이 1부터 100에 대한

Topology I과 Topology II의 손실을 비교한 것이다. Topology I과 Topology II의 성능 차이가 줄어들지만, 전 영역에서 Topology II가 Topology I에 비하여 낮은 손실을 발생시킴을 알 수 있다.

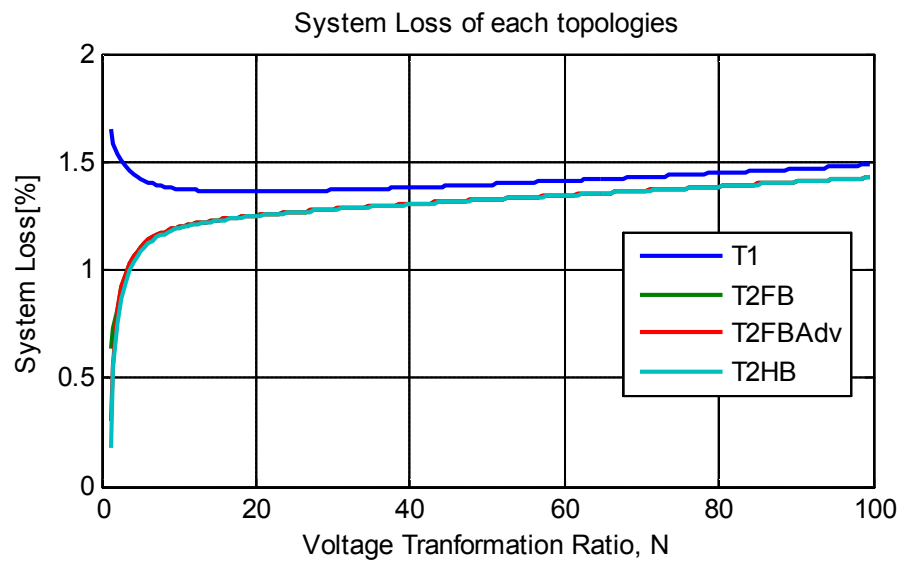


그림 3-82 전압 변환율이 1부터 100인 조건에서 Topology I과 II의 손실 비교

제 4 장 실험 결과

제안된 직류/직류 컨버터의 구조와 제어 방법을 검증하기 위해 축소된 실험을 수행하였다. 제안된 컨버터의 양방향 전력 전달을 시험하기 위하여 그림 4-1과 같은 구조의 실험 세트를 제작하였다. 제안된 컨버터는 2개의 서로 다른 전압을 갖고 있는 절연된 3상 PWM 컨버터의 직류단과 연결된다. 각 3상 PWM 컨버터는 직류단 캐패시터의 전압을 300V와 150V로 제어한다. 3상 PWM 컨버터는 교류 전원과 연결된다. 1차측 직류단의 3상 PWM 컨버터는 교류 전원과 직접 연결되고, 2차측 직류단의 3상 PWM 컨버터는 교류 전원과 2:1 강압 변압기를 통해 연결된다. 변압기는 2차측 직류단과 연결된 3상 PWM 컨버터의 직류단 전압이 1차측 직류단 전압보다 낮기 때문에 낮은 교류 전원을 3상 PWM 컨버터에 제공할 뿐 아니라, 1차측 3상 PWM 컨버터와 2차측 3상 PWM 컨버터를 절연된 교류 회로로 연결하므로, 양 직류단의 전력을 순환하여 제안된 직류/직류 컨버터를 시험할 수 있다. 2개의 3상 PWM 컨버터는 1개의 DSP 제어 보드에 의해서 제어된다. 3상 PWM 컨버터의 직류단과 시험하는 직류/직류 컨버터의 직류단은 저항과 인덕터를 통해 연결된다.

제안된 직류/직류 컨버터를 제어할 제어기는 고성능 Digital Signal Processor(DSP)와 Field-Programmable Gate Array(FPGA)로 구현되어 있으며, 총 36개의 Full-Bridge 모듈의 Gating signal을 발생시킬 수 있다. 총 48개의 ADC channel을 가지고 있어서 36개의 모듈 캐패시터 전압과 기타 전류 등을 측정할 수 있다.

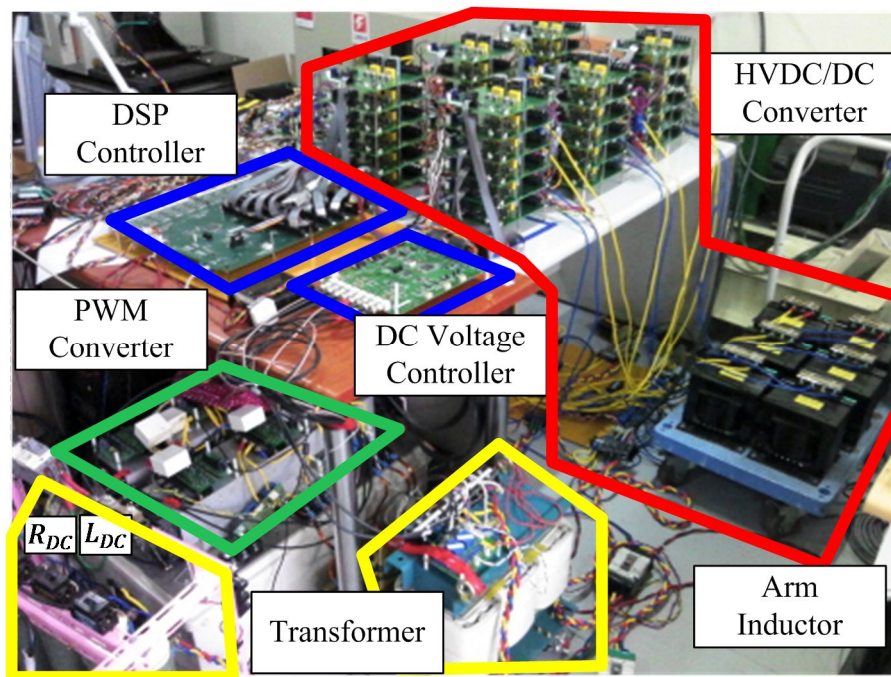


그림 4-2 실제 구현된 모듈형 직류/직류 컨버터 전력 제어 실험 세트.

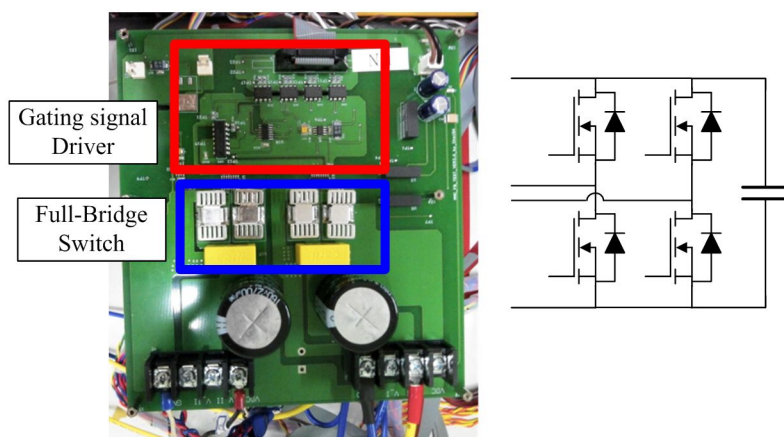


그림 4-3 MOSFET으로 구현된 Full-Bridge 모듈.

4.1. Topology II의 양방향 전력 전달 실험

송전 그림 4-4는 제안된 Topology II를 구현한 구조를 간단히 나타낸다. 제한된 실험 환경으로 인하여, 제안된 Topolgy II의 구조에서 양 직류단의 음극이 동일한 전위를 갖는 시스템을 구현하였다. 따라서, MMCBH만 사용하고, MMCBL은 생략되었다. 실험 결과를 설명하는 과정에서 MMCBH는 MMCH로 표현하였다. MMCH와 MMCM은 각 Arm의 모듈을 3개씩 가지고 있으며, 각 직류단 전압은 150V이기 때문에, 1차측 직류단 전압은 300V이고 2차측 직류단 전압은 150V이다. 실험에 사용된 시스템의 제정수는 표 4.1과 같다.

표 4.1. Topology II 제어 시스템의 제정수.

| 제정수 종류 | 값 | 제정수 종류 | 값 |
|--------------|--------|------------------|------|
| 1차측 직류단 전압 | 300V | 2차측 직류단 전압 | 150V |
| 각 Arm당 모듈 개수 | 3 | 모듈 캐패시터 전압 | 50V |
| 모듈 캐패시턴스 | 5.2mF | Arm 인덕턴스 | 2mH |
| 직류단 저항 | 0.5Ω | 직류단 인덕턴스 | 2mH |
| 변압기 권선비 | 1:1 | 교류 전압 주파수 | 50Hz |
| 스위칭 주파수 | 3.3kHz | Modulation Index | 0.75 |

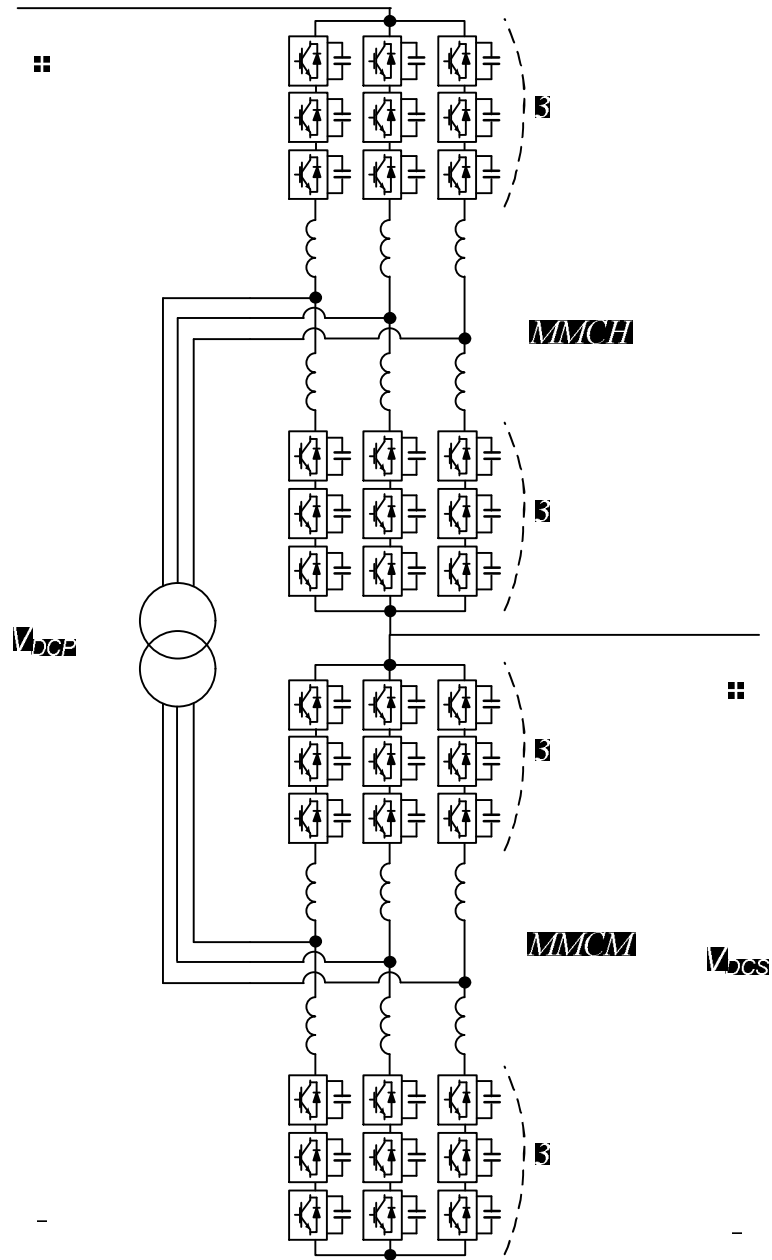


그림 4-4 실험에서 사용한 축약된 Topology II의 구조.

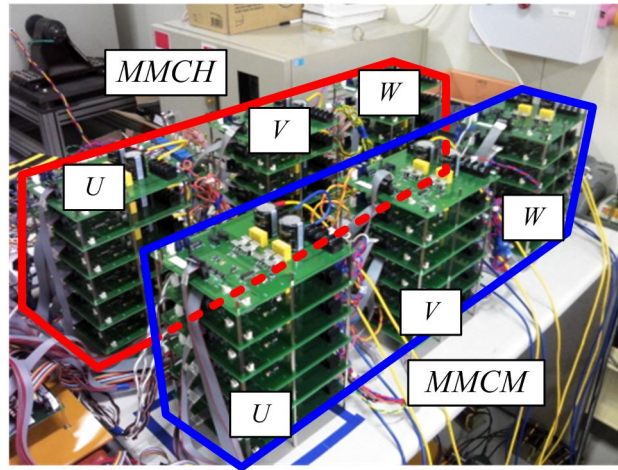


그림 4-5 축약된 Topology II가 구현된 실제 컨버터.

실험에 사용되는 축약된 Topology II 컨버터는 2개의 MMC로 구성되어 있다. 그림 4-4는 36개의 모듈로 Topology II 컨버터를 구현한 실제 컨버터의 모습이다. 6개의 모듈을 수직방향으로 쌓아서 하나의 Leg를 구성하였다.

4.1.1. Topology II의 시동 과정

구현된 실험 환경에서 Topology II 컨버터 양 직류단에 300V와 150V의 직류 전압을 인가하면, 각 모듈의 캐패시터에는 약 25V의 전압이 충전된다. 이는 300V의 1차측 직류단을 총 12개의 모듈이 직렬로 연결되기 때문에, 모듈의 다이오드를 통해 12개의 캐패시터가 25V씩 충전된다. 제안된 시스템은 Start-up 동작을 통해 모든 모듈의 캐패시터 전압을 50V로 승압해야 한다. 그림 4-6은 초기 모듈 캐패시터의 충전 과정을 보여주고 있다. MMCH의 캐패시터 평균 전압을 50V로 제어하는 MMCH Energy Control을 시작하면, 25V로 초기 충전되어 있던 MMCH의 평균 캐패시터 전압은 50V로 승압되어 제어된다. 3장에서

설명한 것처럼, MMCH의 전체 캐패시터 에너지는 직류단 전류를 통해 제어되기 때문에, MMCH가 직접 연결된 1차측 직류단을 함께 도시키고 있다. MMCM은 전체 캐패시터 에너지를 제어하고 있지 않지만, 1차측 직류 전류가 MMCM을 동일하게 지나가기 때문에 50V 부근까지 전압이 승압된다. 하지만, 아직 MMCM의 전체 캐패시터 전압을 제어하지 않기 때문에 정확하게 50V로 유지되지 못한다. MMCH의 전체 캐패시터 전압을 제어하는 동안에 MMCM을 통한 2차측 직류단은 0으로 제어되기 때문에, MMCM의 캐패시터가 어느 정도 충전된 이후에는 2차측 직류단 전류는 0으로 제어되고 있다.

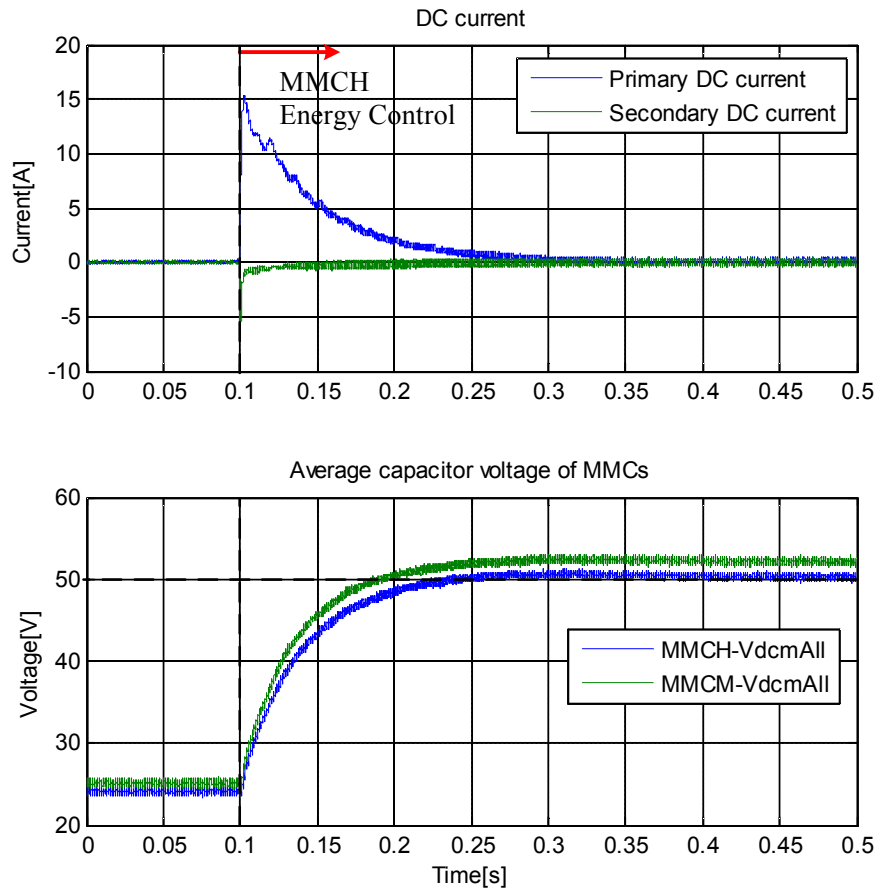


그림 4-6 Start-up 동작 시 MMCH의 평균 전압 제어.

그림 4-7과 그림 4-8은 MMCM의 전체 캐패시터 전압을 제어하는 과정을 보여준다. MMCM은 MMCH와 다르게 전체 캐패시터 전압을 MMCH와 연결된 교류 회로의 전류를 통해 제어한다. 먼저 MMCH의 전체 캐패시터 전압을 50V로 제어한 후에, 교류단 전압을 합성하기 시작한다. 교류단 합성을 시작하면, 각 MMC의 상 전압에 교류 전압이 나타난다. 그림 4-7의 첫번째 그림은 MMCH의 UU Arm의 전압 지령을 나타내고 있다. 교류 전압을 합성하기 시작하면 전압 지령에 56.25V의 교류 전압이 나타난다.

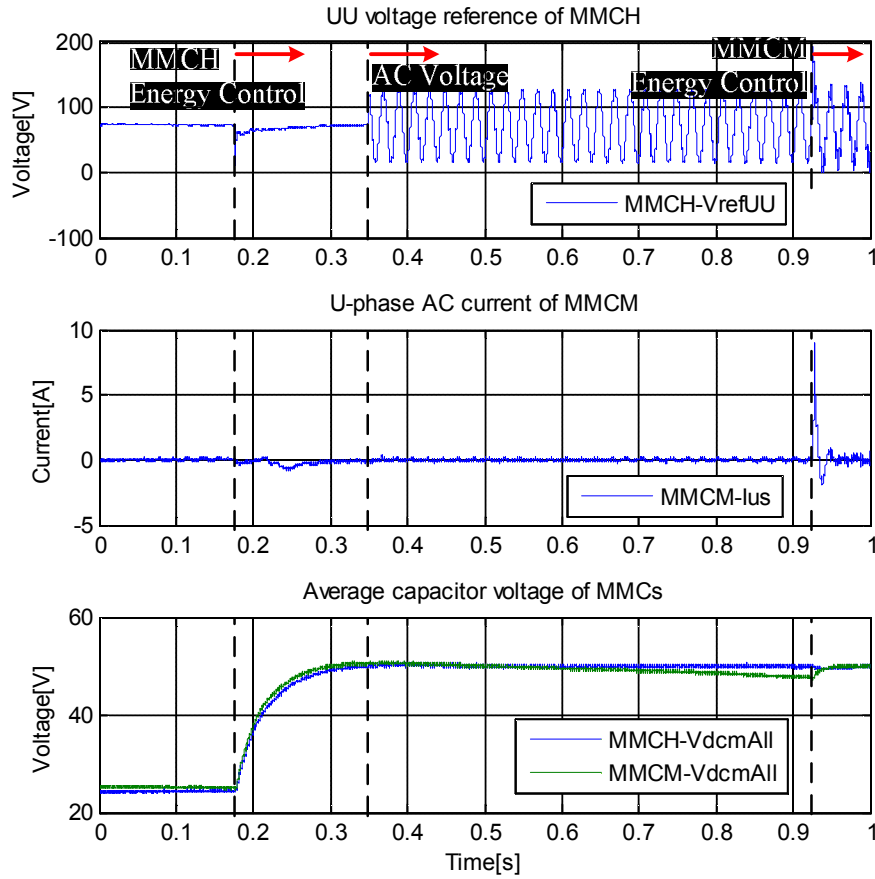


그림 4-7 Start-up 동작 시 MMCM의 평균 전압 제어.

MMCH와 MMCL 간에 교류 전압이 합성되면, MMCL의 전체 캐패시터 전압을 제어하기 위한 교류 전류를 사용하여 MMCL의 전력을 MMCH로 보내거나 받을 수 있다. 교류 전압만 합성하는 동안에는 MMCH의 전체 캐패시터 전압은 50V로 제어되지만, MMCL의 전체 캐패시터 전압은 제어되지 못한다. MMCL의 전체 캐패시터 전압 제어를 시작하면, 교류 전류가 흐르면서 MMCL의 전체 캐패시터 전압이 50V로 유지된다. 그림 4-8은 MMCL의 전체 캐패시터 전압이 유지되는 부분을 확대한 그림이다.

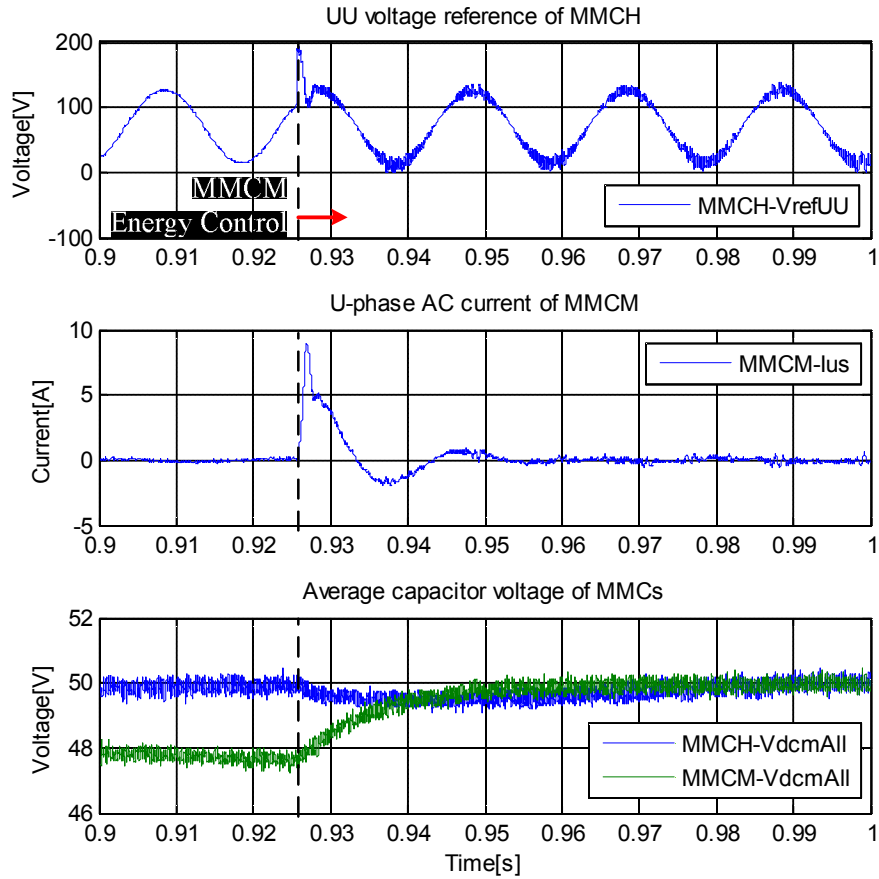


그림 4-8 확대한 MMCM의 평균 전압 제어.

제안된 Topology II 컨버터가 동작하기 위해서는 전체 캐패시터 전압이 정격 전압으로 제어되어야 할 뿐만 아니라, 각 Arm의 평균 캐패시터 전압이 균형을 이루어야 한다. 그림 4-9은 MMCH의 각 상 Leg의 캐패시터 전압이 균형 제어되는 과정을 보여준다. 우선, MMCH와 MMCM의 전체 캐패시터 전압을 50V로 제어하고 있는 상황에서 각 MMC의 Leg 캐패시터 전압 균형 제어를 시작한다. Leg 캐패시터 전압의 균형 제어는 전체 캐패시터 전압에 영향을 미치지 않고, 각 Leg의 캐패시터 에너지를 순환하여 각 Leg 캐패시터의 평균 전

압이 모두 같도록 제어한다. MMCH의 전체 캐패시터 에너지를 제어하기 시작하면, 각 Leg의 캐패시터 전압은 그 평균이 50V로 제어되지만, 각 Leg의 전압은 서로 다르다. MMCM의 전체 캐패시터 전압을 제어하기 시작하면, MMCH에도 영향을 받아 각 Leg 캐패시터 전압이 변동한다. 하지만, MMCH에서 지속적으로 전체 캐패시터 전압을 일정하게 제어하므로, 각 Leg의 캐패시터 전압의 평균은 50V로 유지되며 각 Leg 캐패시터의 평균 전압이 변동한다. 이 때, 순환 전류의 직류 성분을 이용하는 Leg 균형 제어를 시작하면, 각 상 Leg의 캐패시터 평균 전압이 모두 50V로 수렴하여 제어됨을 확인할 수 있다.

그림 4-10의 MMCM의 Leg 캐패시터 전압 균형 제어의 결과도 MMCH의 제어와 동일한 과정을 거친다. MMCH의 전체 에너지 제어로 인하여 MMCM의 각 캐패시터 전압은 50V 근처에 이르지만, 각 Leg의 캐패시터 전압은 서로 다르다. MMCM의 전체 캐패시터 전압 제어를 시작하면, MMCM의 각 Leg 캐패시터 전압의 평균은 50V로 유지되지만 각 Leg 캐패시터 평균 전압은 서로 다르다. 마찬가지로, 제어를 시작하면 모든 Leg의 캐패시터 평균 전압이 50V로 수렴함을 볼 수 있다.

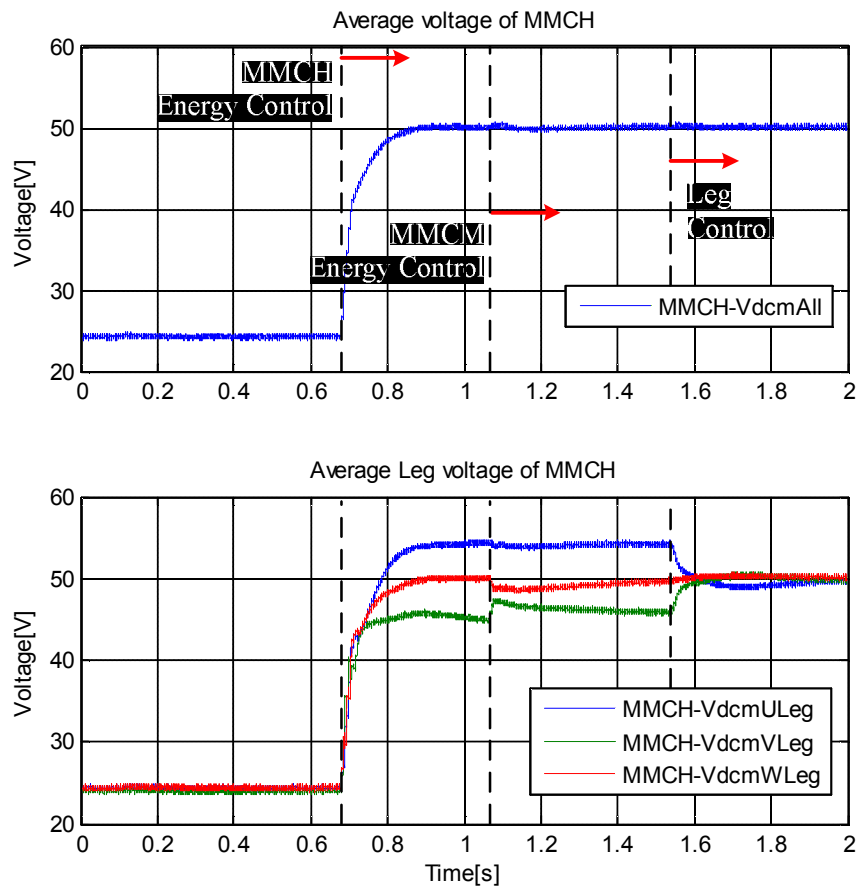


그림 4-9 MMCH의 Leg 간 전압 균형 제어.

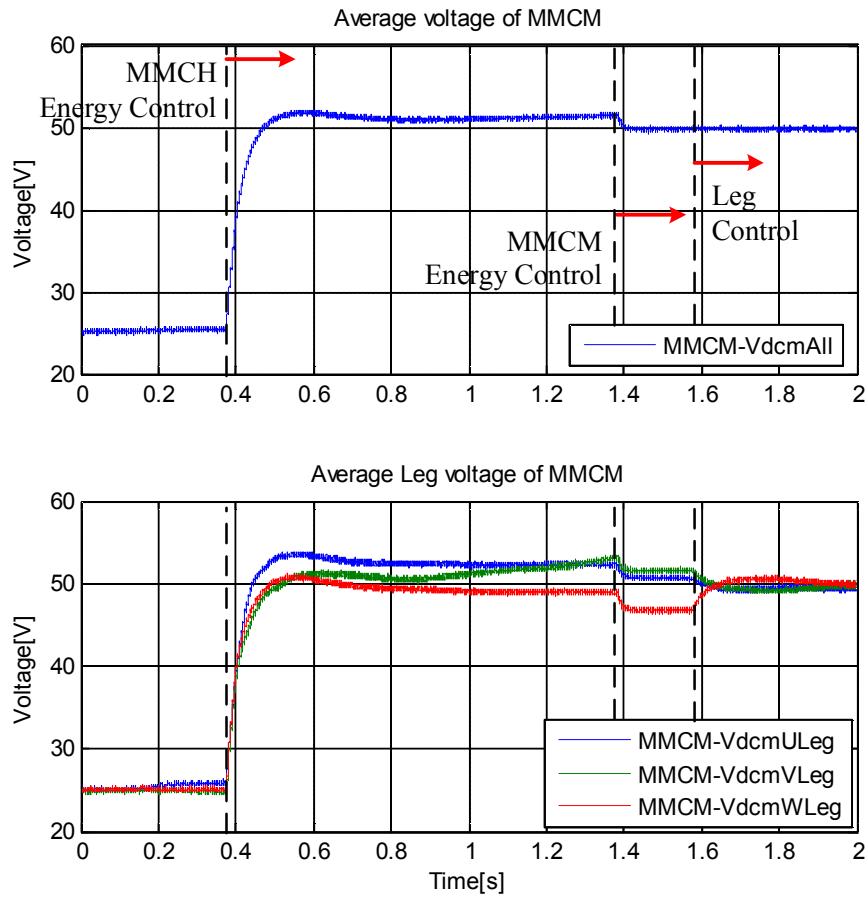


그림 4-10 MMCM의 Leg 간 전압 균형 제어.

각 MMC의 Upper Arm 캐패시터 평균 전압과 Lower Arm 캐패시터 평균 전압을 균형 제어하기 위해서는 순환 전류의 정상분을 이용한다. 그림 4-11은 Upper Arm의 합, 즉 Upper Set의 캐패시터 평균 전압과 Lower Arm의 합, 즉 Lower Set의 캐패시터 평균 전압이 균형 제어 됨을 보여준다. 제어를 시작하기 전에는 Upper Set의 평균은 50V로 제어되고 있지만, Upper Set의 캐패시터 평균 전압과 Lower Set의 캐패시터 평균 전압은 서로 같지 않다. Set의 캐패시터 평

균 전압의 균형 제어를 시작하면, 두 전압이 50V에서 제어됨을 확인할 수 있다.

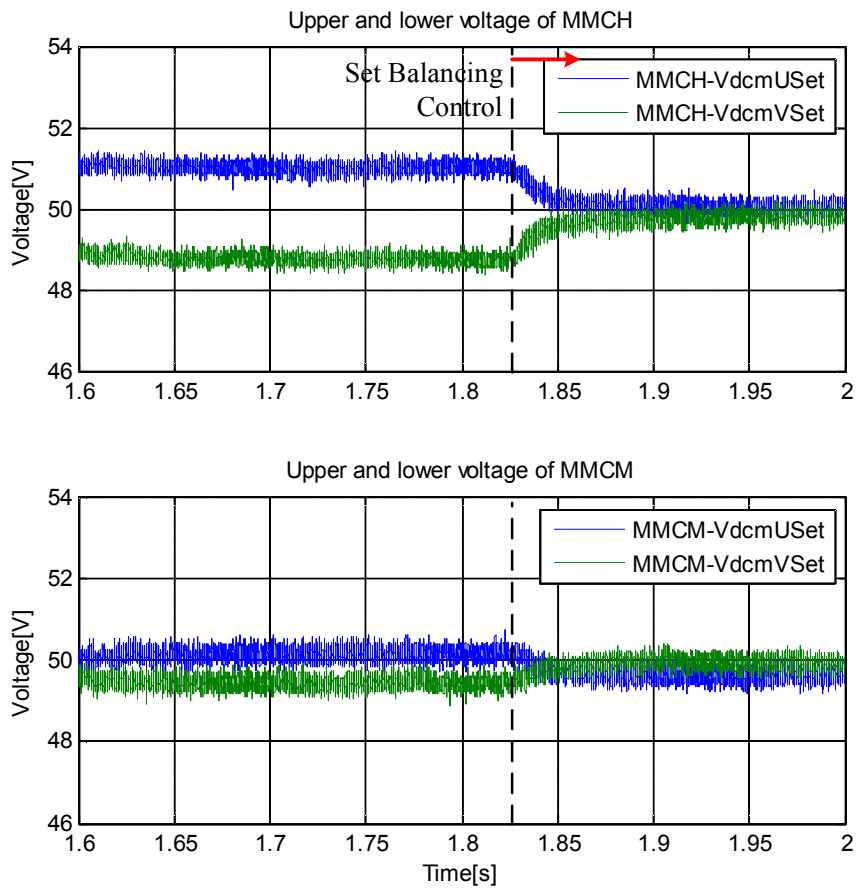


그림 4-11 Upper & Lower Set 간 전압 균형 제어.

마지막으로 각 Leg에서 Upper Arm의 캐패시터 평균 전압과 Lower Arm의 캐패시터 평균 전압의 차이를 0으로 제어해야 한다. 그림 4-12는 순환 전류의 역상분을 이용한 균형 제어 성능을 나타내고 있다. MMCH와 MMCM의 U상 Upper Arm의 평균 전압과 Lower Arm의 평균 전압이 제어 전에는 서로 다르지

만, 제어를 시작하면 50V로 유지됨을 알 수 있다. 위의 4가지 제어를 통해 모든 Arm의 캐패시터 평균 전압은 50V로 일정하게 제어된다.

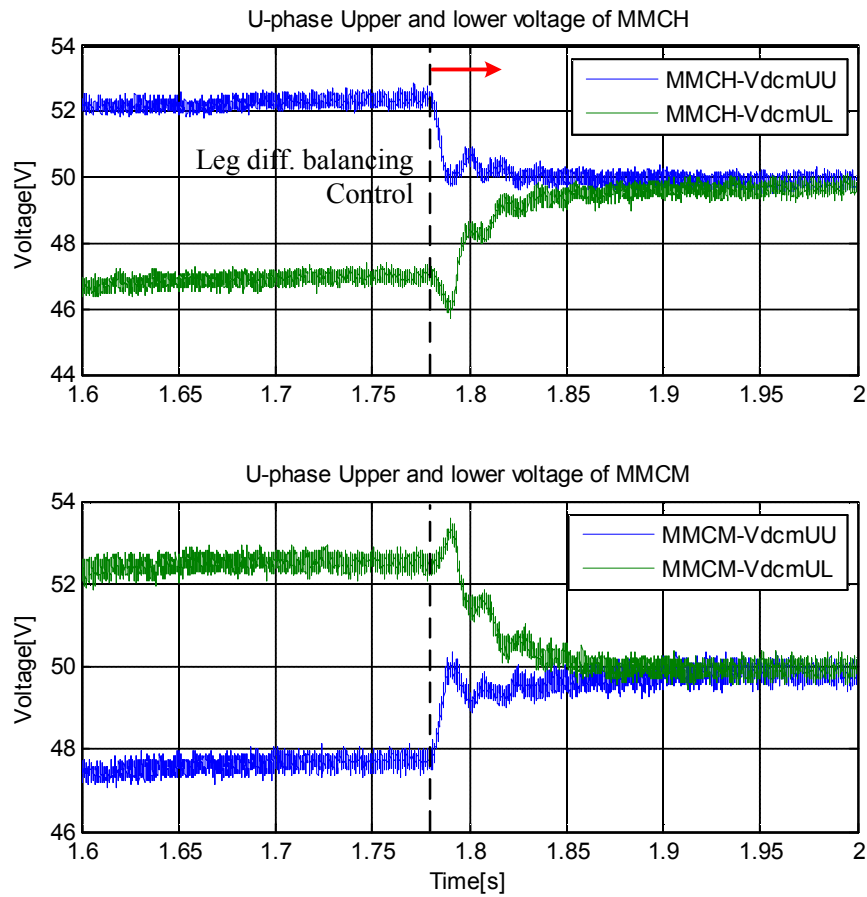


그림 4-12 Leg간 Upper&Lower 전압차 전압 균형 제어.

4.1.2. Topology II의 양방향 전력 전달

제안된 Topology II 컨버터의 양방향 전력 전달 기능을 확인하기 위하여 2차측 직류단 전류를 -10A에서 10A로 변화시키며 제어하였다. 이때, 2차측 직류단 전류 지령의 변화율은 1A/s로 설정하였다. 그림 4-13은 부하 조건에서 MMCH의 U상 Upper Arm과 Lower Arm의 캐패시터 평균 전압을 나타낸다. 전달 부하에 의해서 캐패시터 전압에 변동이 발생하지만, 평균 전압은 50V로 일정하게 제어되고 있다.

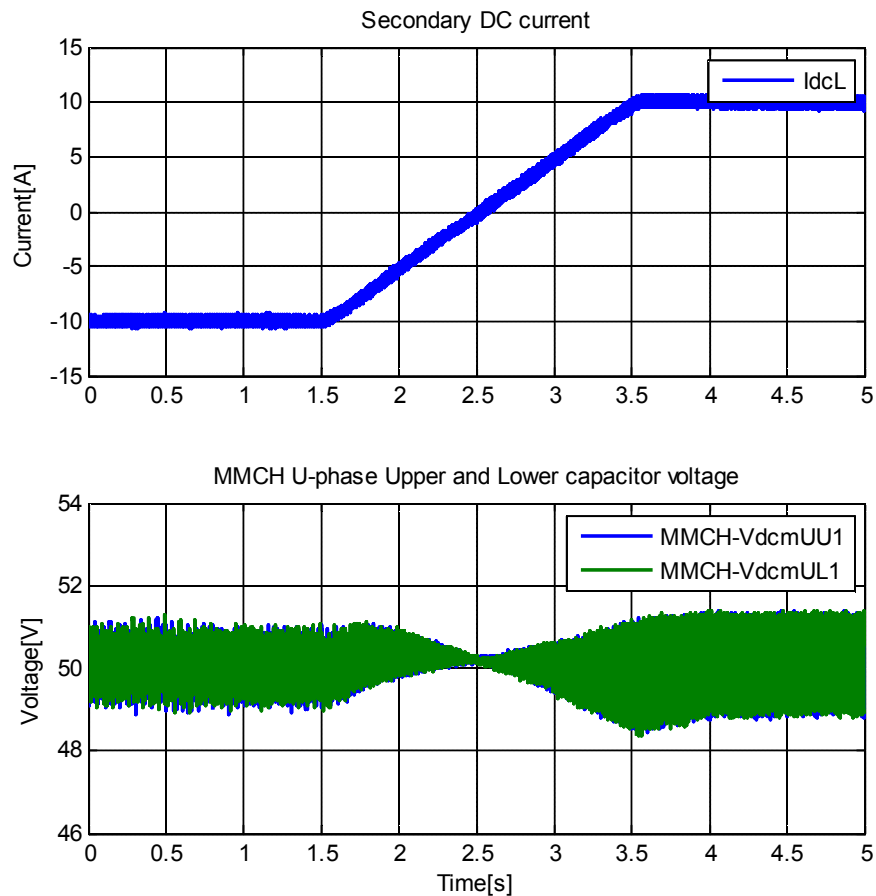


그림 4-13 부하 조건에서 MMCH의 U상 Upper Arm과 Lower Arm의 평균 전압.

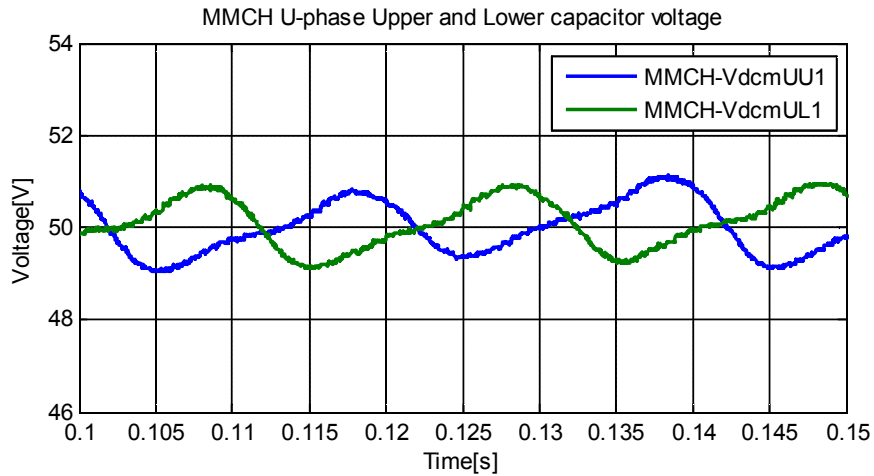


그림 4-14 확대한 MMCH의 U상 Upper Arm과 Lower Arm의 평균 전압.

그림 4-14는 부하 조건에서 MMCH의 U상 Upper Arm과 Lower Arm의 평균 전압을 확대한 그림이다. 2차측 직류단 전류가 10A인 1.5kW 전력 전달 조건에서 $\pm 1V$ 의 50Hz 기본파 주파수 전압 변동을 보이고 있다. 제안된 컨버터가 동작하기 위해서는 각 Arm에서 전압을 정확하게 합성해야 하는데, 이를 위해서는 각 Arm의 캐패시터 전압의 합이 Arm의 전압 지령을 합성할 수 있을 전압을 순시적으로 유지해야 한다. 그림 4-15는 부하 조건에서 MMCH의 U상 Upper Arm의 캐패시터 전압의 합과 합성해야 하는 전압 지령을 보여준다. 전압 지령은 MMCH와 MMCM간의 전력 전달을 위해 합성하는 50Hz 교류 전압에 전류 제어를 위한 전압이 더해져서 결정된다. 전압 지령은 Arm 캐패시터 전압의 합보다 작으므로, 순시적으로 Arm 전압을 합성할 수 있다.

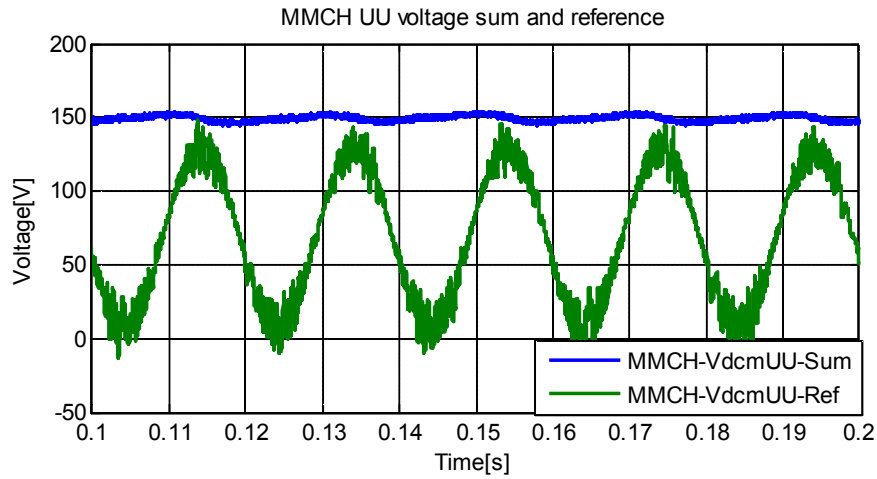


그림 4-15 1.5kW 부하 조건에서 MMCH의 U상 Uppwer Arm의 전압합과 지령.

그림 4-16은 부하 조건에서 MMCM의 U상 Upper Arm의 캐패시터 전압 합과 Arm의 전압 지령을 도시하고 있다. MMCM은 MMCH와 연결된 회로에서 교류 전류를 제어하지 않기 때문에, 양 MMC간에 전력 전달을 위해 사용되는 50Hz 교류 전압만을 합성한다. 따라서, Arm 전압 지령은 MMCH의 Arm 전압 지령에 비하여 일정한 정현파로 나타난다. MMCM의 경우도 MMCH와 마찬가지로 Arm 전압 지령이 해당 Arm의 캐패시터 합보다 작기 때문에 순시적으로 Arm 전압을 합성할 수 있다.

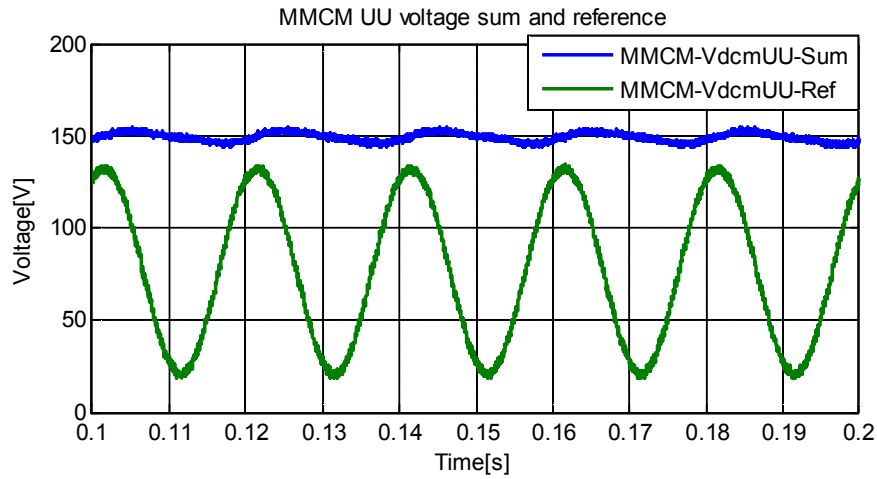


그림 4-16 1.5kW 부하 조건에서 MMCM의 U상 Uppwer Arm의 전압합과 지령.

그림 4-17과 그림 4-18은 1.5kW 부하 조건에서 MMCH의 Upper Arm 전류와 MMCM의 Upper Arm 전류를 보여준다. 각 Arm 전류는 MMC간에 전력을 전달하기 위한 교류 전류와 직류단 전류, 그리고 각 Arm 간의 캐패시터 전압을 균형 제어하기 위한 순환 전류로 구성되어 있다. MMCH는 교류 전류와 순환 전류를 제어하지만, MMCM은 MMCH가 보내는 교류 전류는 그대로 받고, 내부 Arm의 캐패시터 전압을 균형 제어하기 위한 순환 전류를 제어한다. 2차측 직류단의 전류가 10A 이므로, 1차측 직류단의 전류는 5A이다. 따라서 MMCH의 각 Arm에 흐르는 직류 전류는 1.67A가 된다. 반면 MMCM에 흐르는 직류 전류는 -5A이므로, MMCM H의 Arm에 흐르는 직류 전류는 -1.67A가 된다.

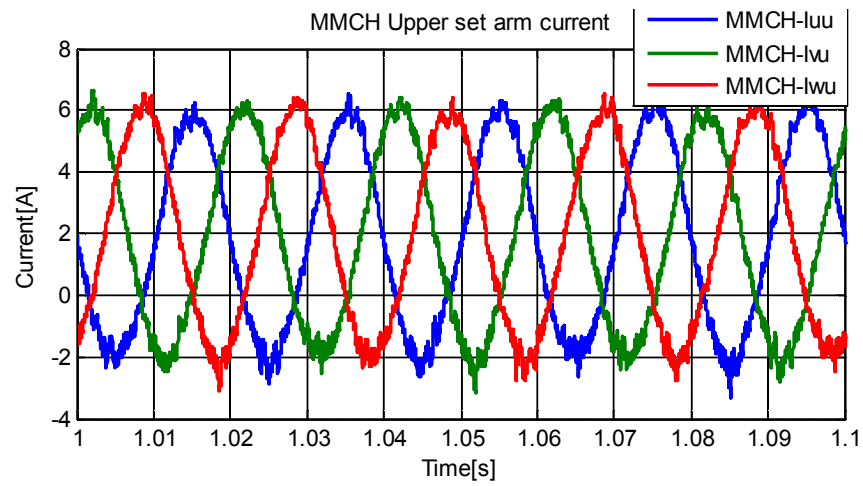


그림 4-17 1.5kW 부하 조건에서 MMCH의 Upper Arm 전류.

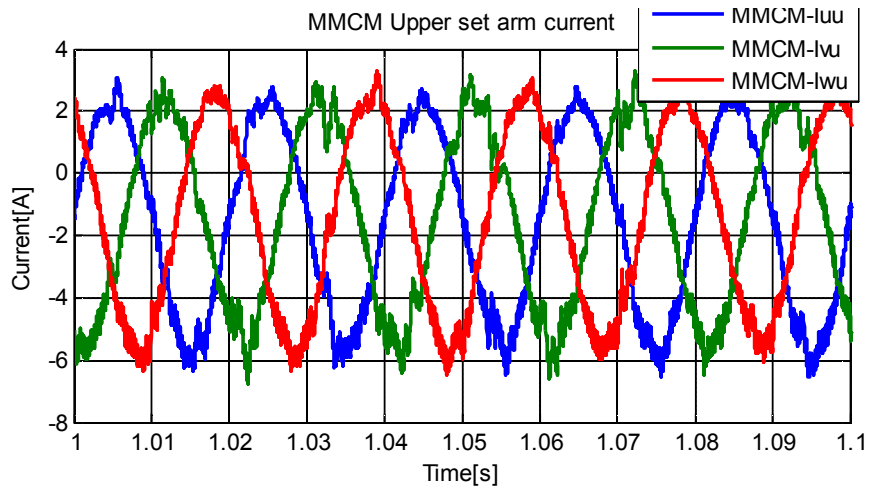


그림 4-18 부하 조건에서 MMCM의 Lower Arm 전류.

4.2. Topology III의 양방향 전력 전달 실험

그림 4-19는 제안된 Topology III를 구현한 구조를 간단히 나타낸다. 제한된 실험 환경으로 인하여, 제안된 Topology III의 구조에서 양 직류단의 음극이 동일한 전위를 갖는 시스템을 가정하여 구현하였다. 따라서, 제안된 구조에서 Upper TPAs만 사용되고 Lower TPAs는 생략되었다. 실험 결과를 설명하는 과정에서 1차측 직류단의 양의 극과 연결된 TPA는 TPAP로, 2차측 직류단 양의 극과 연결된 TPA는 TPAS, 직류단의 음의 극과 연결된 TPA는 TPAM으로 표현하였다. 앞의 경우와 마찬가지로 1차측 직류단 전압은 300V이고 2차측 직류단 전압은 150V이다. TPAS와 TPAM의 각 Arm은 3개의 모듈로 구성되어 있지만, TPAP의 Arm은 6개의 모듈로 구성되어 있다. 따라서, 전체 모듈은 36개이다. 각 Arm당 모듈 개수를 제외한 실험에 사용된 시스템의 제정수는 표 4.2에 정리되어 있다.

표 4.2. Topology III 제어 시스템의 제정수.

| 제정수 종류 | 값 | 제정수 종류 | 값 |
|----------------|--------|------------------|------|
| 1차측 직류단 전압 | 300V | 2차측 직류단 전압 | 150V |
| TPAP Arm 모듈 개수 | 6 | TPAS/M Arm 모듈 개수 | 3 |
| 모듈 캐패시턴스 | 5.2mF | Arm 인덕턴스 | 2mH |
| 모듈 캐패시터 전압 | 50V | 직류단 인덕턴스 | 2mH |
| 직류단 저항 | 0.5Ω | 교류 전압 주파수 | 50Hz |
| 스위칭 주파수 | 3.3kHz | Modulation Index | 0.75 |

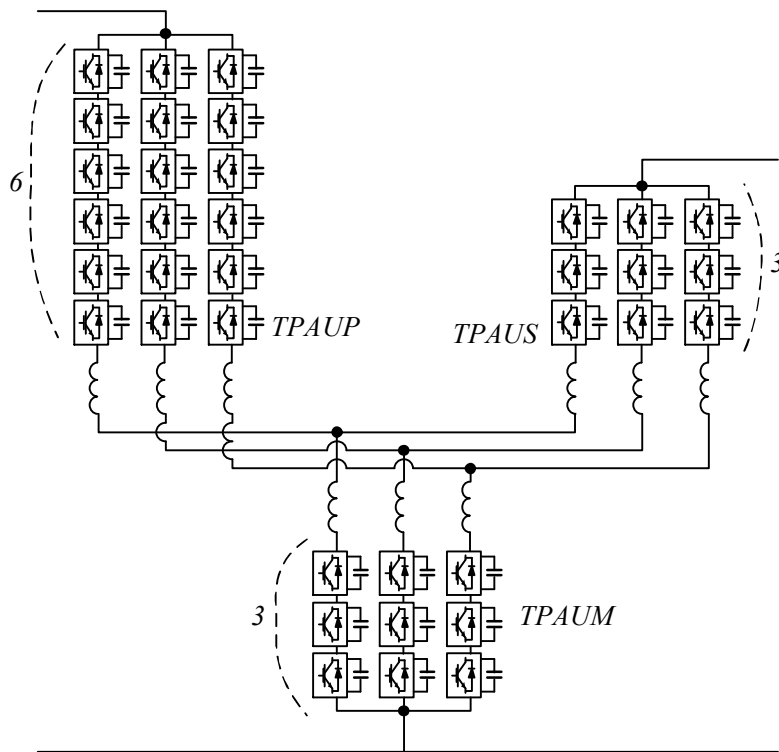


그림 4-19 실험에서 사용한 축약된 Topology III.

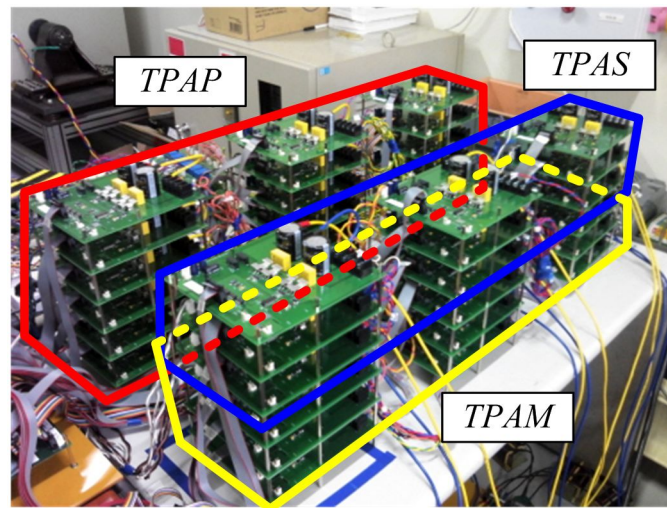


그림 4-20 축약된 Topology III의 구현.

4.2.1. Topology III의 시동 과정

그림 4-21은 Topology III의 시동 과정에서 각 TPA의 캐패시터 평균 전압을 나타내고 있다. Topology III는 Topology II와는 달리 1차측 직류단에 9개의 모듈이 직렬로 연결된 구조이다. 따라서, 동작 전의 Topology III에서는 9개의 캐패시터가 분압하여 300V의 1차측 직류단 전압을 유지하기 때문에, 1개의 모듈 캐패시터는 33V의 전압이 충전되어 유지된다. 반면, 150V인 2차측 직류단은 6개의 모듈이 직렬 연결되기 때문에 1개의 모듈이 25V의 전압으로 충전된다. 따라서 TPAP에 속한 모듈 캐패시터는 33V가 초기 충전되고, TPAS에 속한 모듈 캐패시터는 25V가 초기 충전된다. TPAM은 1차측 직류단과 2차측 직류단에 공통으로 연결되기 때문에, 상대적으로 큰 33V가 충전된다.

초기 조건에서 모든 모듈의 캐패시터 전압을 50V로 유지하기 위해서 먼저 PWM을 시작한다. 이 때, 컨버터 전체 캐패시터 평균 전압을 50V로 유지하기 위하여 1차측 직류 전류를 제어한다. TPAH, TPAS, TPAM의 캐패시터 평균 전압은 모두 50V가 아니지만, 전체 캐패시터 평균 전압은 50V로 제어된다. 캐패시터 전압을 승압하기 위해 필요한 전력은 1차측 직류단 전류를 제어함으로써 공급된다. 컨버터 전체 캐패시터 평균 전압은 50V로 제어되지만, 각 TPA의 캐패시터 평균 전압은 50V를 기준으로 분산되어 있다. TPA간의 에너지 교환을 위해서는 교류 전력을 사용하는데, 이를 위해서 임의로 결정된 교류 전압을 합성한다. 교류 전압의 크기는 Modulation Index를 0.75로 설계하여 56.25V로 결정하였다. 교류 전압에 의해서 각 TPA간의 전력이 교환되어 각 TPA의 캐패시터 평균 전압의 분포가 변화하였다. 하지만, 아직 TPA간 캐패시터 전압 균형 제어를 시작하지 않았으므로, 각 TPA의 캐패시터 평균 전압은 서로 다르다.

이후 TPA 균형 제어를 시작하면, 모든 TPA의 캐패시터 평균 전압이 50V로 제어됨을 확인할 수 있다.

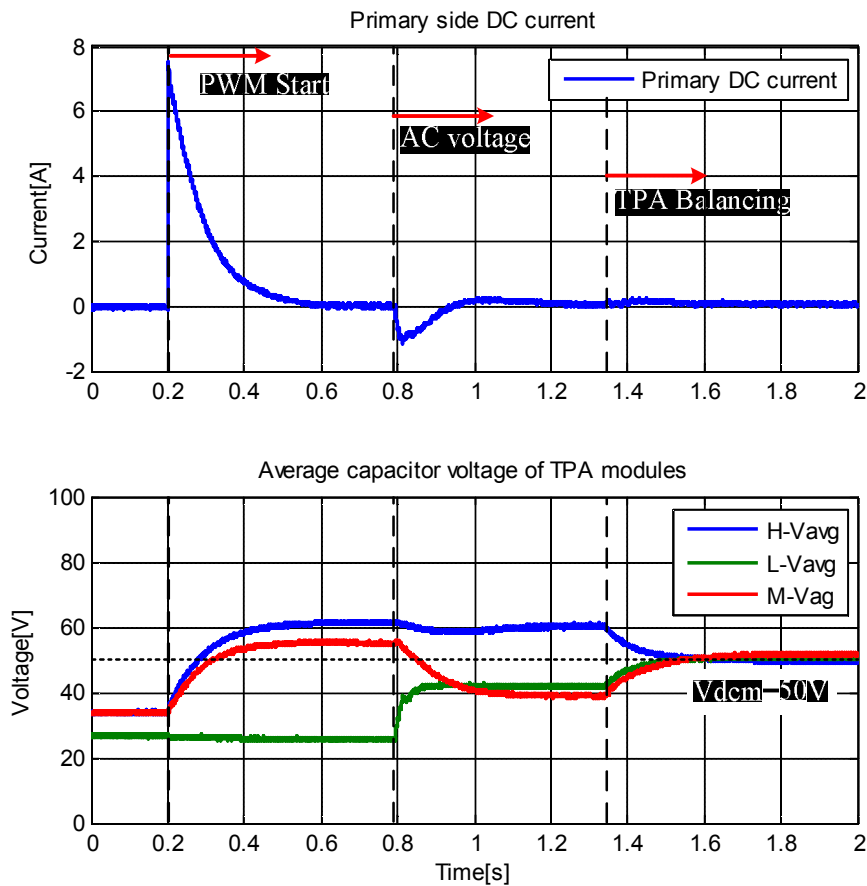


그림 4-21 Topology III의 시동 동작 시 TPA의 평균 전압 제어.

컨버터 전체 캐패시터 평균 전압의 제어와 TPA간의 평균 전압 균형 제어를 통해 각 TPA의 캐패시터 평균 전압은 50V로 제어되고 있으나, 각 TPA 내부의 3개 Arm 간의 캐패시터 평균 전압은 서로 다르다. 그림 4-22는 TPAP의

U/V/W Arm 각각의 캐패시터 평균 전압의 균형 제어 과정을 나타내고 있다. 전체 캐패시터 평균 전압은 TPA Balancing 과정을 거쳐 50V로 제어되지만, 각 상의 Arm의 캐패시터 평균 전압은 서로 다르다. 따라서, 컨버터 내부 순환 전류의 직류 성분을 통해 각 상 Arm 캐패시터 평균 전압은 모두 50V로 제어됨을 확인할 수 있다.

그림 4-23은 TPAP에서 순환 전류를 이용한 Arm간의 캐패시터 평균 전압의 균형 제어가 되는 과정을 보여준다. TPAP의 Arm간 균형 제어를 정지하면 각 Arm의 캐패시터 평균 전압이 발산함을 볼 수 있다. TPAP의 Arm 간 캐패시터 평균 전압의 균형 제어를 시작하면 TPAP에 흐르는 순환 전류에 전류가 흐르면서 Arm 간 캐패시터 평균 전압이 일정하게 제어됨을 확인할 수 있다.

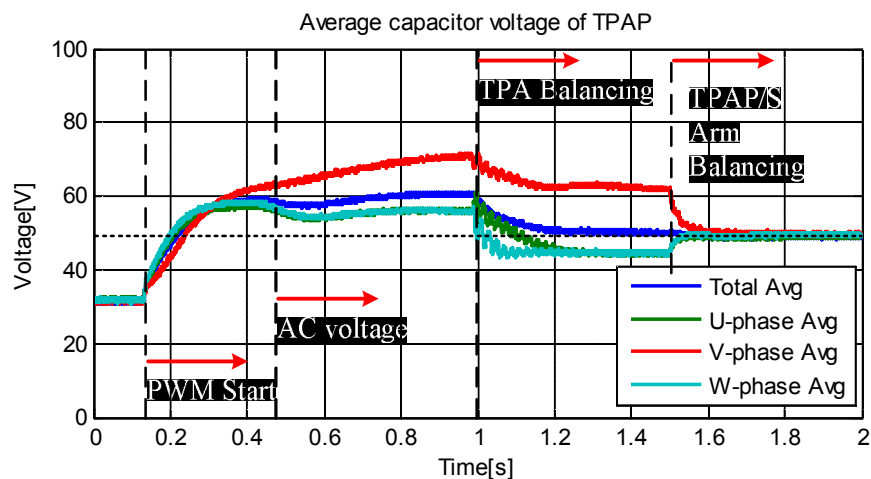


그림 4-22 Topology III의 시동 동작 시 TPAP 내부 Arm의 평균 전압 제어.

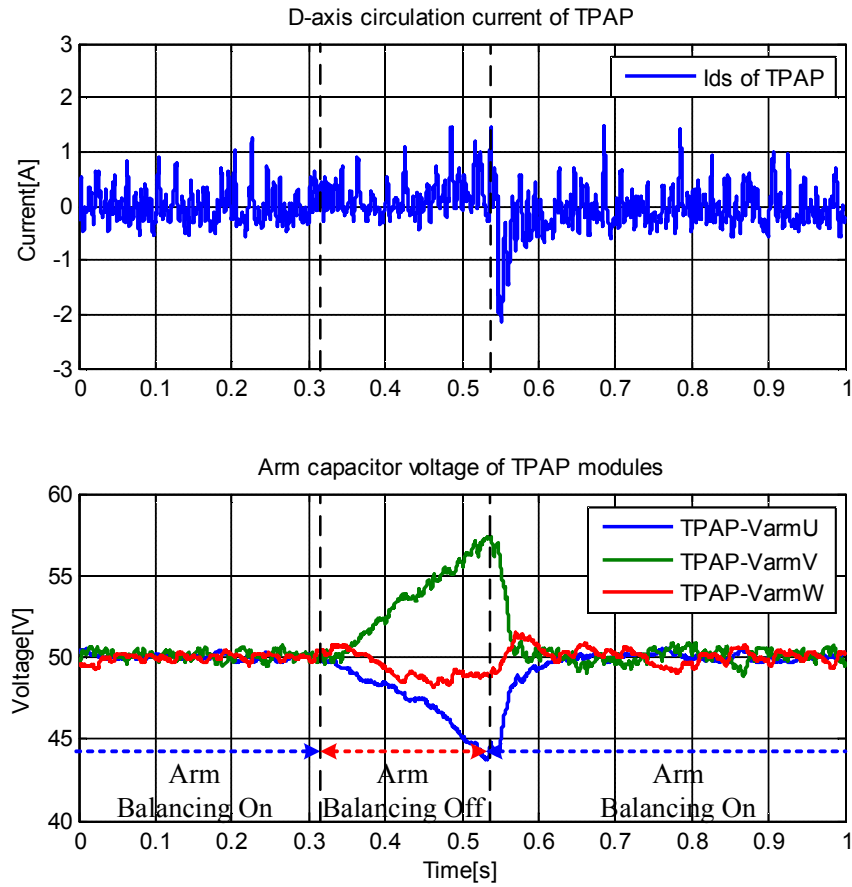


그림 4-23 Arm 간의 전압 균형 제어의 영향.

TPAS의 경우도 내부 Arm 캐패시터 평균 전압의 균형 제어를 위해서 순환 전류의 직류 성분이 사용된다. 이를 통해서 그림 4-24에서 나타나고 있는 것과 같이 TPAS의 각 상 Arm의 캐패시터 평균 전압이 모두 50V로 제어됨을 확인할 수 있다.

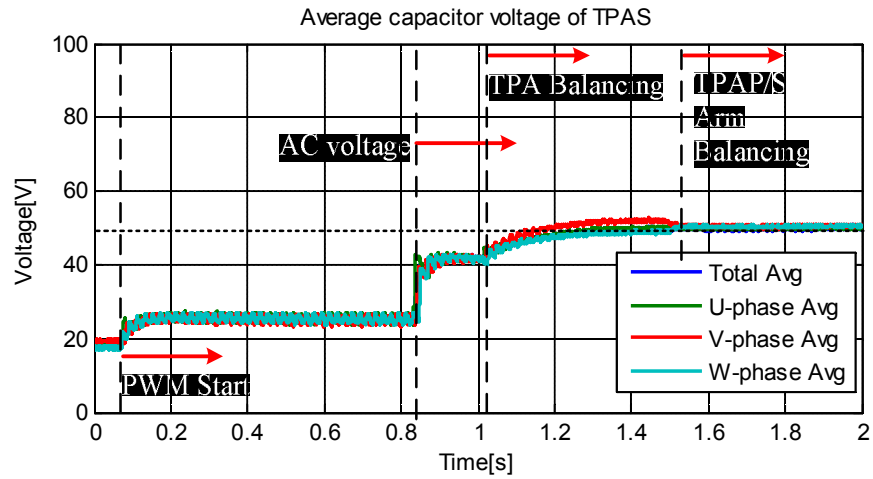


그림 4-24 Topology III의 시동 동작 시 TPAS 내부 Arm의 평균 전압 제어.

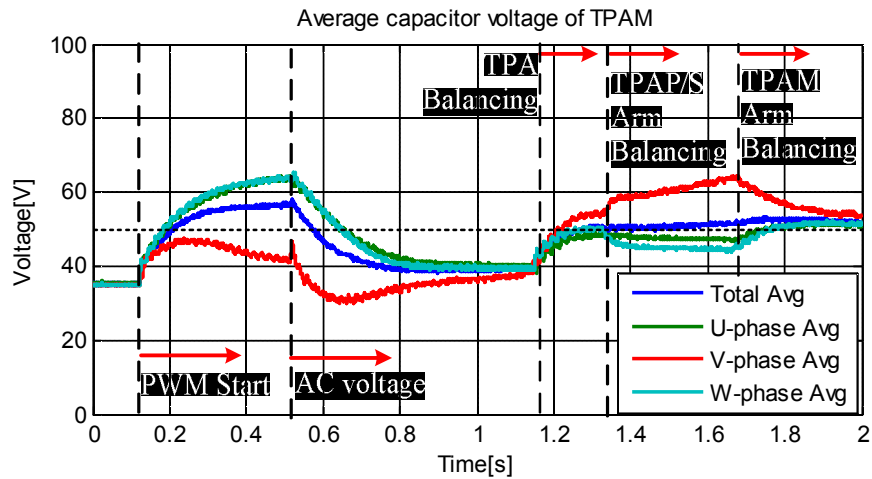


그림 4-25 Topology III의 Start-up 동작 시 TPAM 내부 Arm의 평균 전압 제어.

TPAM의 각 Arm 간의 캐패시터 평균 전압의 균형 제어는 순환 전류를 이용할 수 없다. 따라서, 모듈 개수가 같은 TPAS의 역상분 전류 제어를 통해 균형 제어를 한다. 그림 4-25에서 나타나는 것과 같이 TPAM의 경우 TPAP와 TPAS

의 균형 제어가 이루어짐에도 오히려 TPAM의 각 Arm의 평균 전압은 발산하는 경향을 보인다. 따라서, TPAS에서 순환 전류의 역상분 전류를 제어함으로써 TPAM의 각 Arm 캐패시터 평균 전압을 50V로 제어할 수 있다.

그림 4-26는 TPAM의 Arm간 균형 제어 과정을 자세히 나타낸다. TPAS의 역상분 전류를 제어함으로써 TPAM의 균형 제어를 이루기때문에, TPAM의 불균형 상태에서 제어를 시작하면 TPAS의 순환 전류에 전류가 흐르면서 TPAM의 Arm 캐패시터 평균 전압이 50V로 일정하게 유지된다.

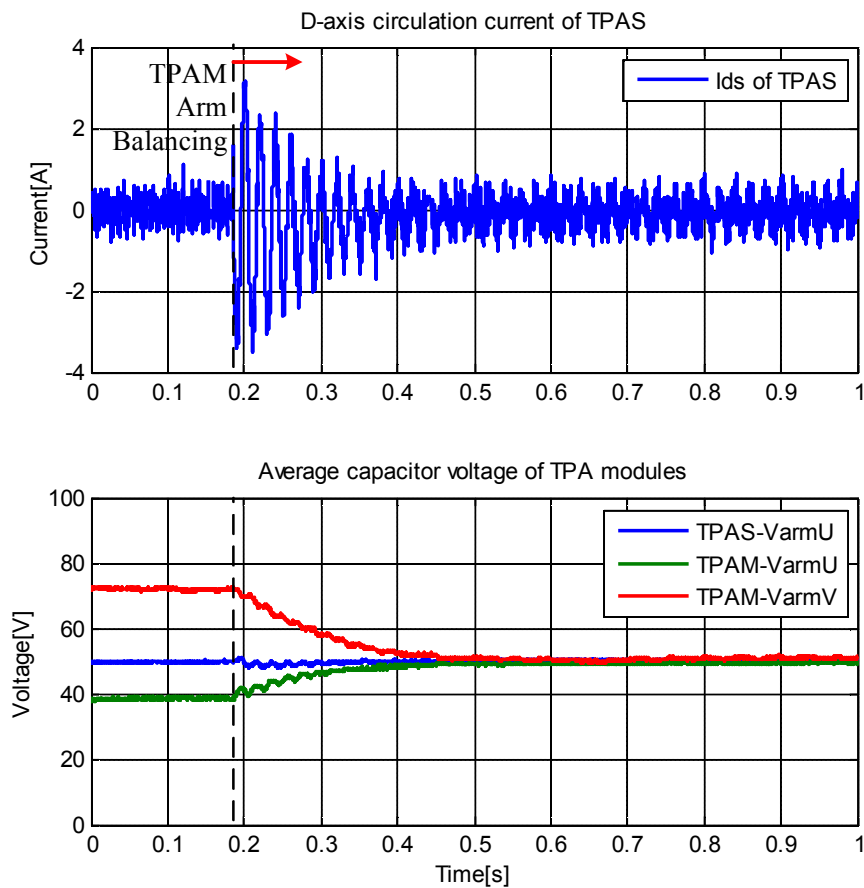


그림 4-26 Topology III의 Arm 간의 전압 균형 제어의 영향.

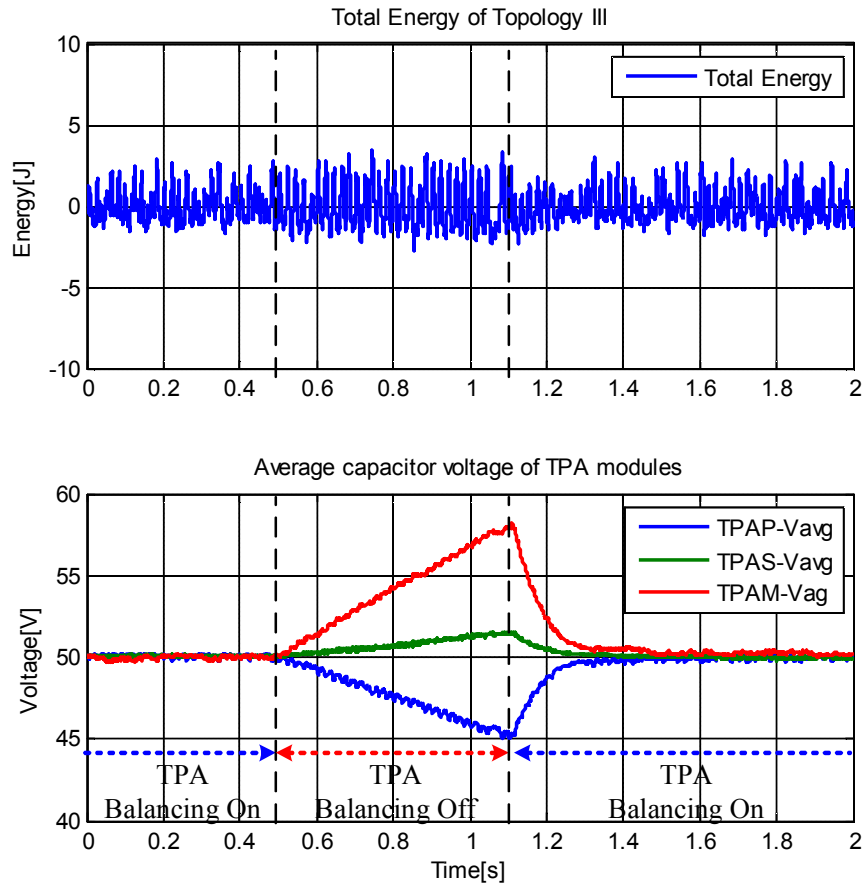


그림 4-27 TPA간의 균형 제어가 전체 에너지와 각 TPA 에너지에 미치는 영향.

이 과정에서 TPAS의 Arm 캐패시터 평균 전압은 동일하게 제어됨을 확인할 수 있다. 즉, TPAS의 전압 균형 제어에 영향 없이 TPAM의 전압 균형 제어가 가능함을 나타낸다.

균형 제어에 사용되는 총 4가지 균형 제어는 서로 독립적으로 구현될 수 있다. 그림 4-27은 TPA간 캐패시터 평균 전압의 균형 제어가 컨버터 전체 캐패시터 평균 전압 제어에 영향을 주지 않음을 나타낸다. 컨버터의 모든 Arm의

캐패시터 평균 전압이 50V로 일정하게 유지되는 중에, TPA간 균형 제어기를 차단하면, TPAP와 TPAS 그리고 TPAM 간에 캐패시터 평균 전압이 발산함을 나타낸다. 다시 TPA간 균형 제어를 시작하면 각 TPA의 캐패시터 평균 전압이 50V로 복원됨을 확인할 수 있다. 이 과정에서 컨버터 전체 캐패시터 평균 전압은 50V로 일정하게 유지된다. 즉, 전체 캐패시터 평균 전압 제어기와 TPA간 캐패시터 평균 전압 균형 제어기는 서로 독립적으로 설계되었음을 알 수 있다.

4.2.2. Topology III의 양방향 전력 전달

제안된 Topology III 컨버터의 양방향 전력 전달 기능을 확인하기 위하여 2차측 직류단 전류를 -10A에서 10A로 변화시키며 제어하였다. 이때, 2차측 직류단 전류 지령의 변화율은 1A/s로 설정하였고, 양 직류단 사이에 전달되는 전력은 2차측 직류단 전류로 제어된다. 이 과정에서 각 TPA의 캐패시터 평균 전압은 50V로 유지되어야 한다. 그림 4-28은 부하 조건에서 각 TPA의 캐패시터 평균 전압을 나타낸다. 과도 조건에서 약간의 전압 변동이 있으나 50V에서 제어되고 있음을 확인할 수 있다. 그림 4-29는 같은 부하 조건에서 각 TPA의 U상 첫 번째 모듈의 캐패시터 전압을 도시한 것이다. 부하에 따라 기본파 주파수의 전압 변동이 발생하는데, TPA에 따라 전압 변동량이 다르다.

그림 4-30은 각 TPA의 U상 첫 번째 모듈의 캐패시터 전압을 확대하여 보여 준다. TPAP의 전압 변동은 11V, TPAL의 변동은 약 5V, TPAM의 변동은 2V이다. 전압 변동량은 각 TPA의 모듈 개수와 각 Arm의 직류 전압 지령, 그리고 교류 전류의 크기에 의해 결정된다.

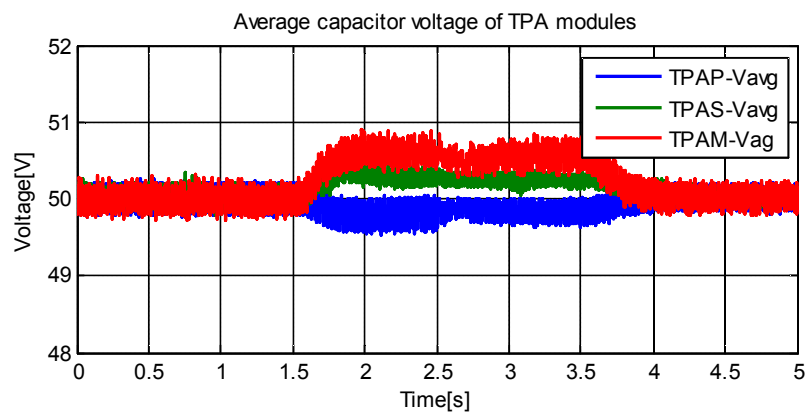
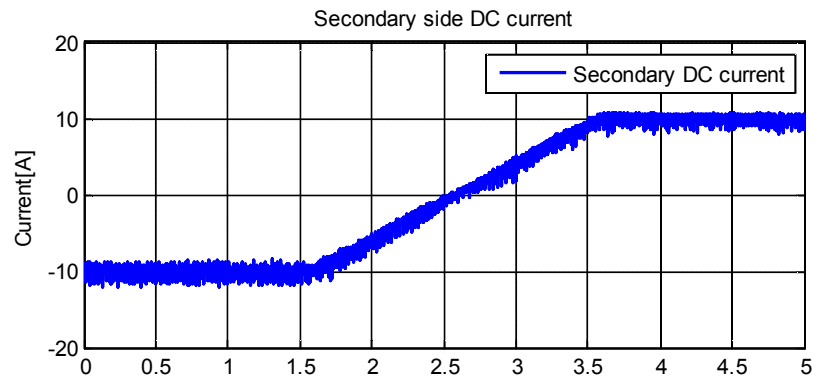


그림 4-28 1.5kW 부하 전달 조건에서 TPA 균형 제어.

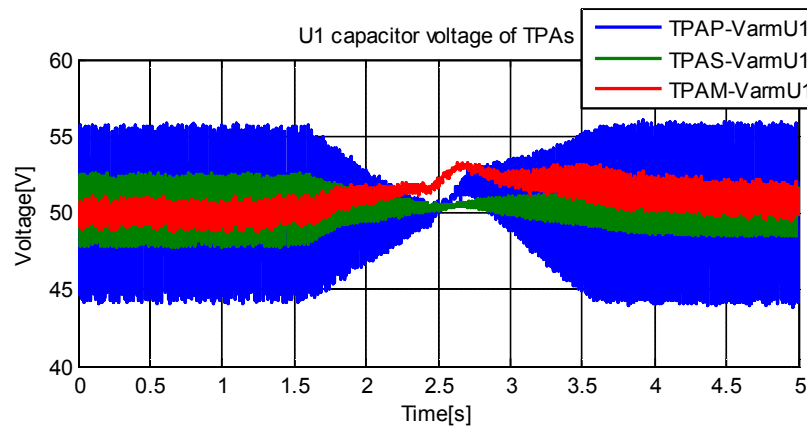


그림 4-29 1.5kW 부하 전달 조건에서 각 TPA의 U1 모듈 전압.

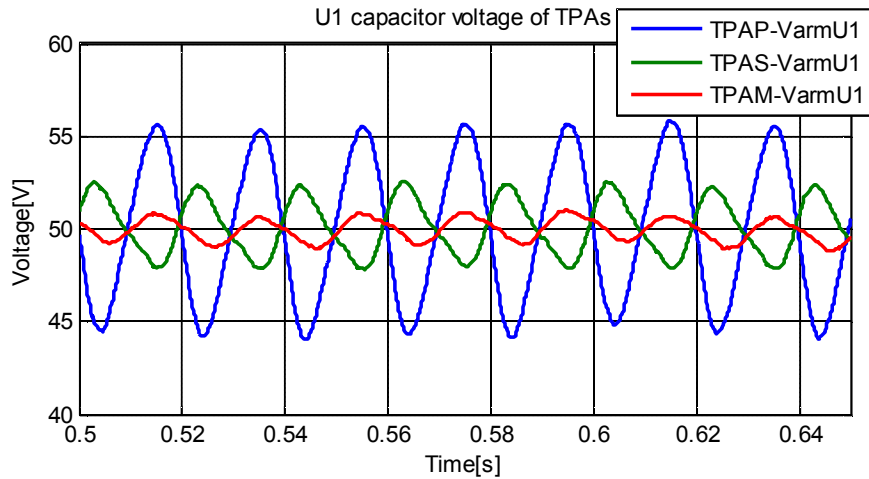


그림 4-30 1.5kW 부하 전달 조건에서 각 TPA의 U1 모듈 전압.

각 TPA의 모듈 전압 변동은 TPA가 합성해야 하는 전압 지령에 제한을 줄 수 있다. 그림 4-31은 같은 부하 조건에서 U상 Arm의 모듈 캐패시터 전압의 합과 Arm 전압 지령을 함께 도시한 것이다. 1.5kW 부하 조건에서 전체 전압 변동의 첨두치 크기는 정격 전압의 22% 정도이다. Arm의 전력 변동은 Arm 전류의 교류 성분과 일치하는데, 교류 계통에 무효 전력은 발생시키지 않으므로 교류 전압의 크기와 비례한다. 캐패시터 전압 변동은 전력 변동보다 90도 앞서기 때문에, Arm 전압 지령의 최대값은 Arm 모듈의 캐패시터 합의 평균값과 동상이다. TPAS의 경우에도 동일하다. 다만 모듈 캐패시터의 전압 변동이 TPAP에 비하여 현저히 작다. Arm 전압 지령은 임의로 생성하는 교류 전압에 TPAS에 흐르는 전류를 제어하기 위한 전압 성분이 합하여 계산된다. TPAM의 경우, 모듈 캐패시터의 전압 변동이 가장 작다. TPAM는 전류를 제어하지 않고 교류 전압을 합성하므로, TPAM의 Arm 전압 지령은 TPAM의 직류 전압 지령과 교류 전압 지령의 합으로만 계산된다.

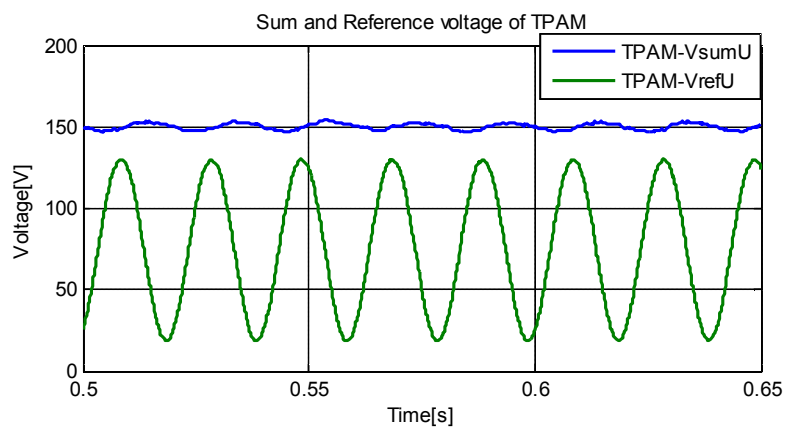
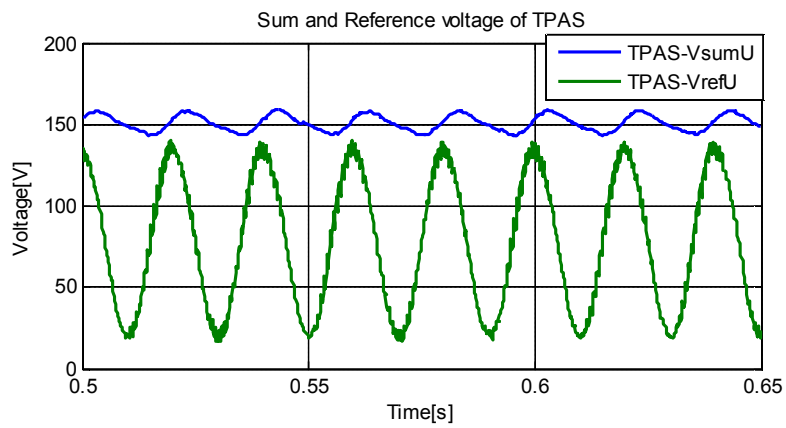
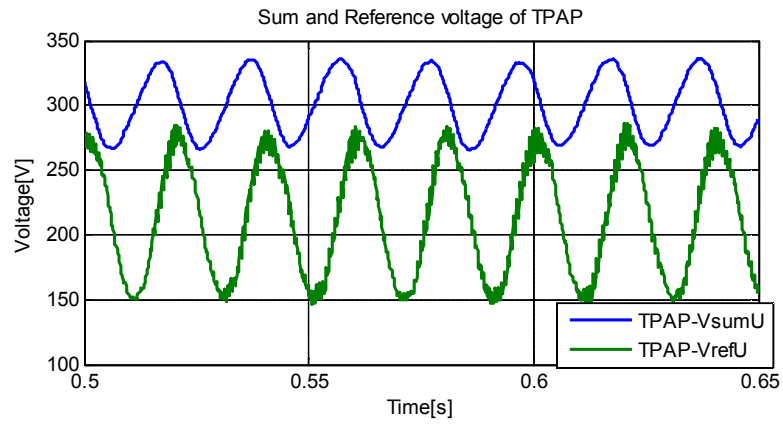


그림 4-31 1.5kW 부하 조건에서 TPAP, TPAS, TPAM의 U상 Arm의 전압 합, U
Arm의 전압 지령.

제안된 Topology III의 제어 구조에서는 TPAP와 TPAS는 각각 3상의 전류를 제어한다. 그림 4-32와 그림 4-33은 TPAP와 TPAS의 d-/q-축 전류의 지령과 실제 전류를 도시하였다. 전류 제어기는 정지 좌표계에서 설계되었기 때문에 직류 성분과 교류 전압의 기본파 성분을 포함하고 있다.

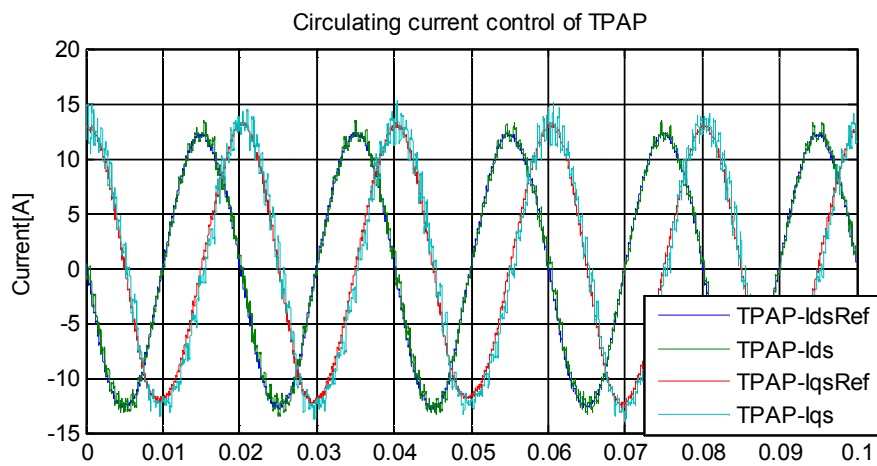


그림 4-32 1.5kW 부하 전달 조건에서 TPAP의 d-/q-축 전류 지령과 실제 전류.

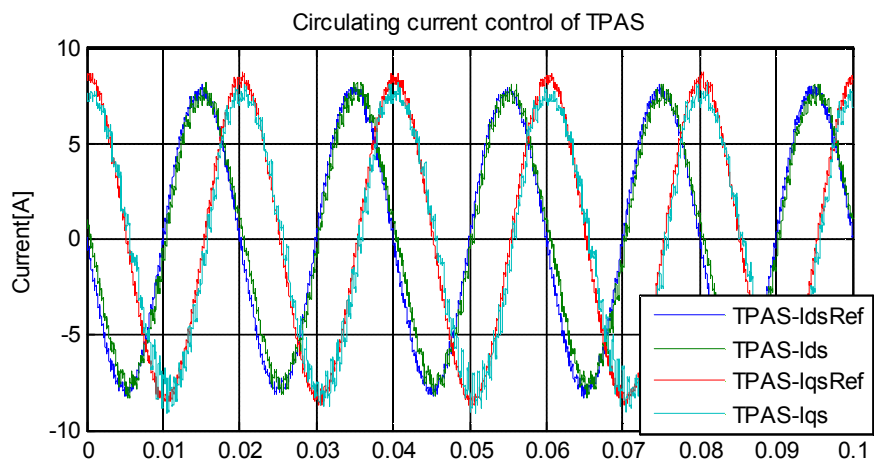


그림 4-33 1.5kW 부하 전달 조건에서 TPAS의 d-/q-축 전류 지령과 실제 전류.

TPAP와 TPAS에 의해 제어된 전류는 TPAP, TPAS, TPAM에 순환하여 흐른다. 그림 4-34,35,36은 TPAP, TPAS, TPAM의 각 상 Arm에 흐르는 전류를 각각 도시하고 있다. TPAP에는 1차측 직류단 전류인 5A가 각 상에 나누어 흐르며, 상전류 최대값이 약 12.5A인 교류 전류가 합하여 흐른다. 이론적으로 TPAP에는 직류 성분과 정상분 전류만 존재하기 때문에, 각 상 Arm에 흐르는 전류는 직류 오프셋이 존재하지만 삼상 전류는 균형적이다. 반면, TPAS와 TPAM에는 역상분 전류를 통해 TPAM의 Upper Arm 전압과 Lower Arm 전압의 차이를 제어하기 때문에, 각 Arm에 흐르는 전류는 불균형되어 있다.

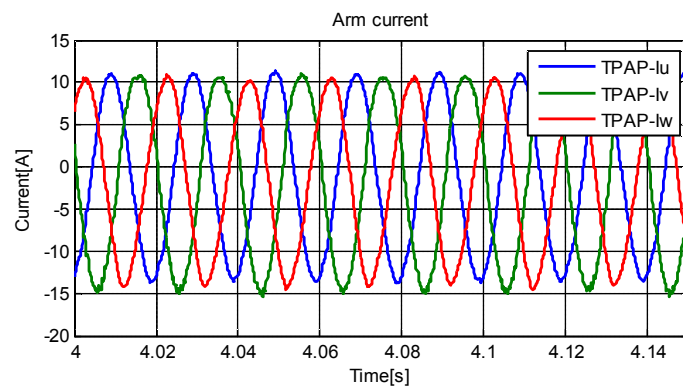


그림 4-34 1.5kW 부하 전달 조건에서 TPAP의 U/V/W Arm 전류.

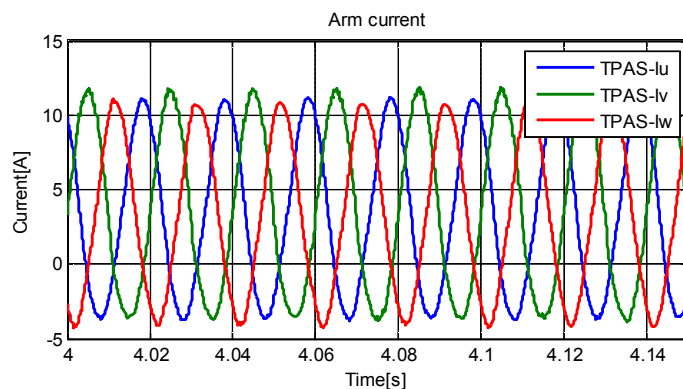


그림 4-35 1.5kW 부하 전달 조건에서 TPAS의 U/V/W Arm 전류.

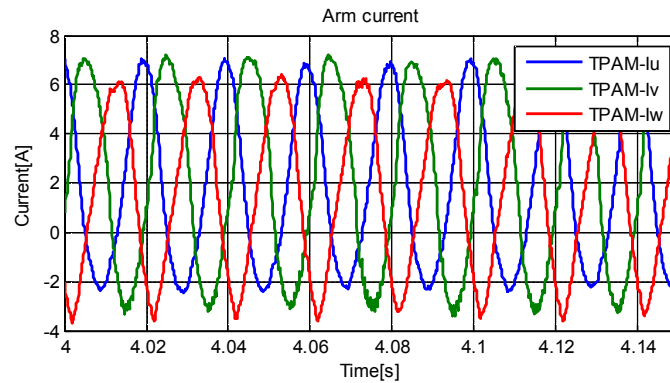


그림 4-36 1.5kW 부하 전달 조건에서 TPAM의 U/V/W Arm 전류.

Topology III의 실험 결과를 통해, 변압기 없이 구현된 Topology III로 2:1의 전압 변환율을 갖는 1차측 직류단과 2차측 직류단에 전력을 전달할 수 있음을 확인하였다. 제안된 제어 구조를 통해 Topology III는 순시적 전력 제어가 가능하며, 각 Arm의 캐패시터 평균 전압을 일정하게 유지할 수 있다. 부하 조건에서 각 TPA에 흐르는 전류가 다르며, 캐패시터의 변동되는 전압의 크기가 다른 것을 확인할 수 있었다. 이 현상은 Topology III가 변압기 없이 직류 전압의 변환을 가능하게 하지만, TPA마다 전류 정격과 캐패시터 정격이 다르게 설계되어야 한다는 단점을 가지고 있다는 것을 의미한다.

제 5 장 결론 및 향후 과제

5.1. 연구 결과

본 논문에서는 송전 시스템에 적용 가능한 모듈형 직류/직류 변환 컨버터의 새로운 구조를 제안하고, 안정적인 컨버터의 동작을 위하여 컨버터 내부의 캐패시터 평균 전압을 균형 제어하는 제어 방법을 제시하였다. 그리고, 기존의 구조와 제안된 구조의 운전 특성을 이론적으로 비교 및 분석하였다. 본 논문의 연구 결과를 정리하면 다음과 같다.

(1) 고전압 직류/직류 전압 변환용 모듈형 컨버터의 구조 제안

송전 시스템과 같은 고전압 시스템에서 적용할 수 있는 기존의 전압형 컨버터는 모듈 개념을 사용한 직류/교류/직류 컨버터이다. 아직 실제로 구현된 예는 없지만, 최근 발표되는 논문들에 의해서 제안되고 있다. 양 직류단 각각 교류/직류 컨버터로 연결되고, 2개의 컨버터는 변압기를 통한 교류 회로로 연결되어 전력을 전달한다. 전달되는 전체 전력이 2개의 컨버터와 1개의 변압기를 통해 흐르므로, 비용과 손실이 높다. 이러한 단점을 극복하기 위하여 새로운 구조의 두 가지 모듈형 직류/직류 컨버터를 제안하였다.

첫 번째는 내부 변압기를 사용하는 형태의 모듈형 컨버터에서 손실을 줄이기 위한 개선된 구조를 제안하였다. 양 직류단 중에서 상대적으로 큰 직류 전압의 1차측 직류단에 모듈형 컨버터 3개를 직렬로 연결하고, 저전압 2차측 직류단을 3개의 모듈형 컨버터 중 가운데 컨버터에 직접 연결한다. 나머지 2개

의 모듈형 컨버터와 2차측 직류단과 직접 연결된 모듈형 컨버터 사이에는 내부 변압기를 통한 3상 교류 회로를 구현하여 내부 컨버터 간의 전력을 전달하도록 한다. 기존 구조에 비하여 전체 전력이 1개의 모듈형 컨버터를 통해 흐르기 때문에 상대적으로 손실이 적고, 비용 측면에서도 유리하다. 하지만, 직류단 사고 발생시 대응하기 위해서 추가로 Full-Bridge 모듈을 사용해야 하는데, 이는 추가적인 손실을 야기한다. 본 논문에서는 Full-Bridge 모듈을 추가한 내부 변압기를 사용하는 구조에서 교류 전류의 크기를 줄임으로 손실을 최소화하는 방법을 제안하였다. 더 나아가, Full-Bridge 모듈을 사용하지 않고, 1차측 직류단에 직류 전류 차단 회로를 Half-Bridge 모듈로 구현하여 손실과 비용 측면에서 향상된 수정된 구조를 제안하였다.

두 번째, 양 직류단을 변압기를 사용하지 않고 모듈형 컨버터로 직접 연결하는 새로운 구조를 제안하였다. 변압기를 사용하지 않고, 사용되는 Half-Bridge 모듈의 개수가 앞서 제안한 구조보다도 더 작기 때문에, 비용 측면에서 기존의 구조와 수정된 내부 변압기를 사용하는 구조보다 유리하다. 모든 모듈이 Half-Bridge 모듈로 구현될 수 있으며, 양 직류단의 단락 사고 발생시 컨버터 및 다른 직류단을 보호할 수 있는 기능을 내제적으로 가지고 있다.

(2) 제안된 모듈형 컨버터의 구조 분석 및 모델링

주어진 직류/직류 전력 변환 시스템의 조건에서 제안된 모듈형 직류/직류 컨버터를 사용하기 위한 조건을 분석하였다. 저전압 2차측 직류단 전압을 고정하고, 전압 변환율과 2차측 직류단 전류의 변화에 따른 각 컨버터 Topology에 대해서 필요한 모듈의 개수와 구조 등을 일반화하여 제시하였다. 동일한 조건

에서 각 컨버터 Topology에 대한 전류를 분석하여 일반화하였고, 일반화된 모듈의 개수와 전류를 사용하여 손실을 예상하였다. 전 전압 변환율의 조건에서 Topology III 컨버터가 최소의 모듈 개수를 필요로 하며, 변압기를 사용하지 않기 때문에 컨버터 비용 측면에서는 가장 유리하지만, 손실 측면에서는 전압 변환율에 따라 최소 손실을 보이는 Topology가 다르게 분석되었다. 뿐만 아니라, 각 Topology에서 발생하는 전력 맥동 성분과 그 성분이 캐패시터 전압에 미치는 영향을 일반화하여 분석하였다.

제안된 모듈형 컨버터를 제어하기 위해서 각 Arm을 하나의 Half-Bridge 모듈로 치환한 모델을 제안하였다. 이러한 모델은 양 직류단을 통해 전달하는 전력을 전달하는 직류 회로와 컨버터 내부에 구성되어 있는 교류 회로, 그리고 컨버터 내부의 캐패시터 평균 전압을 일정하게 유지하는 순환 전류 회로로 나누어 표현될 수 있다. 직류 회로는 양 직류단의 직류 전류를 제어할 수 있는 모델로 사용되며, 교류 회로는 직류 전류로부터 받은 전력을 다른 직류단으로 전달하기 위해서 컨버터 내부에서 전력을 전달하기 위한 모델로 사용된다. 마지막으로 순환 전류 회로는 양 직류단과 상관 없이, 컨버터 내부에서 순환하는 전류의 회로를 모델링하여 각 Arm의 캐패시터 평균 전압이 일정하게 유지할 수 있도록 한다.

(3) 제안된 모듈형 컨버터의 제어 방법

제안된 모듈형 컨버터는 직류 회로와 교류 회로, 그리고 순환 전류 회로를 통해 그 제어기가 설계될 수 있다. 직류 회로는 제안된 컨버터를 통해 양 직류단의 전류 혹은 직류단 전압을 순시적으로 제어할 수 있게 한다. 교류 회로

는 직류 회로로부터 전달받은 전력을 다른 직류단으로 전달하기 위해 컨버터 내부에서 전력을 전달하는 과정을 이해할 수 있게 하며, 교류 회로를 사용하여 직류단으로부터 전달받은 전력을 컨버터 내부에서 다른 직류단으로 전달할 수 있다. 직류 회로와 교류 회로를 사용하여 양 직류단의 전력을 서로 교환할 수 있지만, 이를 위해서는 컨버터 내부 각 Arm의 캐피시터 평균 전압이 일정하게 유지되어야 한다. 내부 캐피시터 평균 전압의 균형 제어를 위하여 순환 전류 모델을 사용하였다. 제안된 제어 방법은 양 직류단의 전력 전달을 위한 교류 전류 지령과 컨버터에 들어온 전력을 다른 직류단으로 전달하기 위한 교류 전류 지령, 그리고 캐피시터에 충전된 에너지를 제어하기 위한 순환 전류 지령을 각 모델별로 생성한다. 생성된 전류 지령은 각 모델을 기준으로 설계된 제어를 통해 제어된다. 각 제어기는 서로 독립적으로 설계되며, 모의 실험과 축소 모델을 이용한 실제 실험으로 그 제어기의 유효성을 검증하였다.

5.2. 향후 과제

본 연구를 확장하기 위한 향후 과제는 다음과 같은 연구 주제가 진행되어야 할 것으로 생각된다.

(1) 직류단 단락 사고에 대응하기 위한 컨버터의 설계 기준 연구가 필요하다. 송전 시스템에서 가장 중요한 것은 계통의 안정성이다. 특히, 전력선의 단락 사고에 대한 대응 전략이 필수적이다. 제안된 구조의 직류/직류 컨버터는 단락 사고 발생시 전력용 스위치 소자를 차단함으로써 양 방향의 전력 전달을 차단할 수 있도록 구조를 설계하였다. 하지만, 사고가 발생한 이후로 사고 전류가 소거되기까지 전력선에 존재하는 에너지는 제안된 직류/직류 컨버터에 의해서 흡수되거나 소모되어야 한다. 처리해야 하는 사고 에너지는 전력선의 인덕턴스와 제어 반응 속도 등에 의해 결정되며, 직류/직류 컨버터는 사고 에너지를 컨버터 내부의 캐패시터에 임시로 저장하게 된다. 따라서, 사고 전류를 고려한 캐패시터 및 에너지 흡수 소자를 설계하는 기준이 필요하다.

(2) 급격한 전력 변화 조건을 고려한 제어기 설계 및 안정도 분석이 필요하다. 실제 송전 시스템에서 급격한 전력 변화는 전체 시스템의 안정도에 영향을 줄 수 있다. 따라서, 송전 시스템에 적용되는 능동형 컨버터는 급격한 전력 변화에 적절히 대응할 수 있는 능력이 필요하다. 제안된 구조가 실제 송전 시스템에 사용되기 위해서는 급격한 부하 변동에 대한 제어기의 특성을 분석해야 한다. 제안된 컨버터의 구조는 모두 양 직류단의 전력을 임시로 내부 캐패시터에 저장하고, 저장된 캐패시터의 에너지를 다른 직류단으로 전달하는 형

태를 가지고 있다. 따라서, 급격한 전력의 변화는 내부 캐패시터의 에너지 변동에 영향을 미치고, 이는 충분한 캐패시터 전압을 필요로하는 컨버터 제어에 영향을 줄 수 있다.

(3) 전압 변환율이 높은 경우 손실과 유지 보수의 관점에서 직류/직류 컨버터에 대한 연구가 필요하다. 제안된 구조는 전압 변환율이 낮은 시스템에서 기존 구조보다 효율과 비용 측면에서 우수하다. 하지만, 송전 시스템과 배전 시스템을 연결하는 과정에서 높은 전압 변환율을 갖는 직류/직류 컨버터의 필요성이 대두되고 있다. 특히, 송전 시스템과 배전 시스템을 연결하는 컨버터는 비교적 낮은 전력 용량이며 그 수량은 매우 많다. 따라서, 유지 보수의 편의성이 무엇보다 중요하다.

참고 문헌

- [1] C. D. BARKER, C. C. DAVIDSON, D. R. TRAINER, and W. R.S., "Requirements of DC-DC Converters to facilitate large DC Grids," in *Cigre, SC B4 HVDC and Power Electronics*, 2012.
- [2] T. McNichol, *AC/DC: The Savage Tale of the First Standards War*: John Wiley and Sons, 2006.
- [3] "OECD Factbook 2011-2012 - Economic, Environmental and Social Statistics," OECD Publishing 2011.
- [4] 한국전력공사. 송변전 사업. Available: <http://cyber.kepco.co.kr/>
- [5] 권연한, "송전 선로를 이용한 용량증대 방안 연구," 석사학위논문, 영남대학교, 2011.
- [6] J. Robinson, D. Jovcic, and G. Joos, "Analysis and Design of an Offshore Wind Farm Using a MV DC Grid," *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol. 25, pp. 2164-2173, 2010.
- [7] C. Meyer, M. Hoing, A. Peterson, and R. W. De Doncker, "Control and Design of DC Grids for Offshore Wind Farms," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 43, pp. 1475-1482, 2007.
- [8] F. Mura, C. Meyer, and R. W. De Doncker, "Stability Analysis of High-Power DC Grids," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 46, pp. 584-592, 2010.
- [9] J. Dorn, H. Gambach, and D. Retzmann, "HVDC transmission technology for sustainable power supply," in *Systems, Signals and Devices (SSD), 2012 9th International Multi-Conference on*, 2012, pp. 1-6.
- [10] N. R. Chaudhuri and B. Chaudhuri, "Adaptive Droop Control for Effective Power Sharing in Multi-Terminal DC (MTDC) Grids," *Power Systems, IEEE Transactions on*, vol. 28, pp. 21-29, 2013.
- [11] T. M. Haileselassie and K. Uhlen, "Impact of DC Line Voltage Drops on Power Flow of MTDC Using Droop Control," *Power Systems, IEEE Transactions on*, vol. 27, pp. 1441-1449, 2012.
- [12] B. Berggren, R. Majumder, C. Sao, and K. Linden, "Method and control device for controlling power flow when a DC power transmission network," WO 2012/000549 A1, 2012. 1. 5, 2012.
- [13] A. S. Abdel-Khalik, A. M. Massoud, A. A. Elserougi, and S. Ahmed, "Optimum Power Transmission-Based Droop Control Design for Multi-Terminal HVDC of Offshore Wind Farms," *Power Systems, IEEE Transactions on*, vol. 28, pp. 3401-3409, 2013.
- [14] M. Callavik, A. Blomberg, J. Hafner, and B. Jacobson, "The hybrid HVDC breaker - An innovation breakthrough enabling reliable HVDC grids," *ABB Grid System, Technical Paper*, 2012.

- [15] 김정훈, 송변전공학. 문운당, 2010.
- [16] N. G. Hingorani and L. Gyugyi, *Understanding FACTS: Concepts and Technology of Flexible AC Transmission Systems*: Wiley, 2000.
- [17] *It's time to connect*. Ludvika, Sweden: ABB Grid Systems, 2012.
- [18] Wikipedia. *High-voltage direct current*. Available: http://en.wikipedia.org/wiki/High-voltage_direct_current
- [19] N. Ahmed, A. Haider, D. Van Hertem, Z. Lidong, and H. P. Nee, "Prospects and challenges of future HVDC SuperGrids with modular multilevel converters," in *Power Electronics and Applications (EPE 2011), Proceedings of the 2011-14th European Conference on*, 2011, pp. 1-10.
- [20] K. Friedrich, "Modern HVDC PLUS application of VSC in Modular Multilevel Converter topology," in *Industrial Electronics (ISIE), 2010 IEEE International Symposium on*, 2010, pp. 3807-3810.
- [21] L. Xiaoqian, S. Qiang, L. Wenhua, R. Hong, X. Shukai, and L. Licheng, "Protection of Nonpermanent Faults on DC Overhead Lines in MMC-Based HVDC Systems," *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol. 28, pp. 483-490, 2013.
- [22] S. Y. Kim, J. S. Yoon, B. H. Chang, Y. S. Jeon, D. H. Baek, and S. I. Lee, "The operation experience of Kangjin UPFC," in *Power Electronics Annual Conference*, 2005, pp. 71-73.
- [23] E. Veilleux and O. Boon-Teck, "Power flow analysis in multi-terminal HVDC grid," in *Power Systems Conference and Exposition (PSCE), 2011 IEEE/PES*, 2011, pp. 1-7.
- [24] E. Veilleux and O. Boon-Teck, "Multiterminal HVDC With Thyristor Power-Flow Controller," *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol. 27, pp. 1205-1212, 2012.
- [25] S. Allebrod, R. Hamerski, and R. Marquardt, "New transformerless, scalable Modular Multilevel Converters for HVDC-transmission," in *Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE*, 2008, pp. 174-179.
- [26] S. Hamasaki, K. Okamura, and M. Tsuji, "Power flow control of Modular Multilevel Converter based on double-star bridge cells applying to grid connection," in *Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2012 15th International Conference on*, 2012, pp. 1-6.
- [27] R. Marquardt, "Modular Multilevel Converter topologies with DC-Short circuit current limitation," in *Power Electronics and ECCE Asia (ICPE & ECCE), 2011 IEEE 8th International Conference on*, 2011, pp. 1425-1431.
- [28] S. Cui, S. Kim, J.-J. Jung, and S.-K. Sul, "A comprehensive cell capacitor energy control strategy of a modular multilevel converter (MMC) without a stiff DC bus voltage source," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2014 Twenty-Ninth Annual IEEE*, 2014, pp. 602-609.
- [29] S. Debnath, J. Qin, B. Bahrani, M. Saeedifard, and P. Barbosa, "Operation, Control, and Applications of the Modular Multilevel Converter: A Review,"

- Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. PP, pp. 1-1, 2014.
- [30] A. de la Villa Jaen, E. Acha, and A. G. Exposito, "Voltage Source Converter Modeling for Power System State Estimation: STATCOM and VSC-HVDC," *Power Systems, IEEE Transactions on*, vol. 23, pp. 1552-1559, 2008.
 - [31] C. M. Franck, "HVDC Circuit Breakers: A Review Identifying Future Research Needs," *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol. 26, pp. 998-1007, 2011.
 - [32] T. Senda, T. Tamagawa, K. Higuchi, T. Horiuchi, and S. Yanabu, "Development of HVDC Circuit Breaker Based on Hybrid Interruption Scheme," *Power Apparatus and Systems, IEEE Transactions on*, vol. PAS-103, pp. 545-552, 1984.
 - [33] K. Arimatsu, Y. Yoshioka, S. Tokuyama, Y. Kato, and K. Hirata, "Development and Interrupting Tests on 250KV 8KA HVDC Circuit Breaker," *Power Apparatus and Systems, IEEE Transactions on*, vol. PAS-104, pp. 2452-2459, 1985.
 - [34] R. Kapoor, A. Shukla, and G. Demetriades, "State of art of power electronics in circuit breaker technology," in *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2012 IEEE*, 2012, pp. 615-622.
 - [35] C. Gerster, "Fast high-power/high-voltage switch using series-connected IGBTs with active gate-controlled voltage-balancing," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1994. APEC '94. Conference Proceedings 1994., Ninth Annual*, 1994, pp. 469-472 vol.1.
 - [36] H. Kuhn and D. Schroder, "A new validated physically based IGCT model for circuit simulation of snubberless and series operation," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 38, pp. 1606-1612, 2002.
 - [37] P. Shihong and T. M. Jahns, "Flexible dv/dt and di/dt control method for insulated gate power switches," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 39, pp. 657-664, 2003.
 - [38] J. M. Meyer and A. Rufer, "A DC hybrid circuit breaker with ultra-fast contact opening and integrated gate-commutated thyristors (IGCTs)," *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol. 21, pp. 646-651, 2006.
 - [39] W. Yeqi and R. Marquardt, "Future HVDC-grids employing modular multilevel converters and hybrid DC-breakers," in *Power Electronics and Applications (EPE), 2013 15th European Conference on*, 2013, pp. 1-8.
 - [40] R. W. A. A. De Doncker, D. M. Divan, and M. H. Kheraluwala, "A three-phase soft-switched high-power-density DC/DC converter for high-power applications," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 27, pp. 63-73, 1991.
 - [41] A. J. Watson, H. Q. S. Dang, G. Mondal, J. C. Clare, and P. W. Wheeler, "Experimental implementation of a multilevel converter for power system integration," in *Energy Conversion Congress and Exposition, 2009. ECCE 2009. IEEE*, 2009, pp. 2232-2238.
 - [42] B. Seunghun, S. Roy, S. Bhattacharya, and K. Sungmin, "Power flow analysis for 3-port 3-phase dual active bridge dc/dc converter and design validation using high frequency planar transformer," in *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2013 IEEE*, 2013, pp. 388-395.

- [43] 전기 저널 편집부. (2013) 전력통계. 88-94. Available: <http://www.dbpia.co.kr/Article/3320572>
- [44] S. Energy. (2014). *HVDC Classic*. Available: <http://www.energy.siemens.com/hq/en/power-transmission/hvdc/hvdc-classic/control-protection.htm#content=References>
- [45] S. Kenzelmann, A. Rufer, M. Vasiladiotis, D. Dujic, F. Canales, and Y. R. de Novaes, "A versatile DC-DC converter for energy collection and distribution using the Modular Multilevel Converter," in *Power Electronics and Applications (EPE 2011), Proceedings of the 2011-14th European Conference on*, 2011, pp. 1-10.
- [46] T. Luth, M. M. C. Merlin, T. C. Green, F. Hassan, and C. D. Barker, "High-Frequency Operation of a DC/AC/DC System for HVDC Applications," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, pp. 4107-4115, 2014.
- [47] Wikipedia. (2013). *Galvanic Isolation*. Available: http://en.wikipedia.org/wiki/Galvanic_isolation
- [48] 김선구, 배석명, 방선배, 정종욱, 이관제, "국내 전력용변압기 이용실태에 관한 조사연구," *대한전기학회 전기설비전문위원회 춘계학술대회*, 2007, pp. 114-116.
- [49] S. Kenzelmann, A. Rufer, D. Dujic, F. Canales, and Y. R. de Novaes, "A versatile DC/DC converter based on Modular Multilevel Converter for energy collection and distribution," in *Renewable Power Generation (RPG 2011), IET Conference on*, 2011, pp. 1-6.
- [50] A. Schon and M. M. Bakran, "A new HVDC-DC converter with inherent fault clearing capability," in *Power Electronics and Applications (EPE), 2013 15th European Conference on*, 2013, pp. 1-10.

ABSTRACT

Globally, the electric power demand increases at a fast-growing rate, and rapid urbanization has caused the power demand centralization. However, the transmission line construction is very limited by social issues. In these circumstances, the High Voltage DC (HVDC) power transmission system is considered an effective measure to overcome the limitation of the high voltage AC transmission system. The conventional HVDC transmission system which uses the Line Commutated Converter as the AC/DC converter could transfer the massive electric power through long cable with very low loss. However, the power flows unidirectionally, and the power is only delivered from point to point.

The recently proposed Modular Multilevel Converter (MMC) is in the spotlight as the unique Voltage Source Converter (VSC) to be employed in the HVDC transmission system as the AC/DC converter. The MMC has a low loss compared to other VSC and is able to implement the Multi-Terminal HVDC (MTDC) transmission system which is composed of many AC/DC converters. The MTDC transmission system could connect a lot of DC transmission systems and ensure a stable supply of the massive electric power from the generation station to the distribution system. The MTDC transmission system needs various components such as the high voltage AC/DC converter, the DC circuit breaker, the high voltage DC/DC converter. Among them, the high voltage DC/DC converter is the critical component to connect the HVDC transmission systems which have difference DC link voltages. The conventional high voltage DC/DC converter uses two AC/DC converters and one high voltage power transformer. Since this structure has two stages, the loss and the cost of them are very high.

In this thesis, the new high voltage DC/DC converters which are able to be applied to the MTDC transmission system are proposed. Since the loss of the converter in the

HVDC transmission system should be minimized, the proposed converters are designed to reduce the power conversion loss in the converter. To reduce the loss of the converter, structures of the proposed converters are designed to minimize the number of the converter module in the path of the DC current. The first proposed converter consists of three MMCs which are series-connected in the high voltage DC terminal. And, the low voltage DC terminal is directly connected with the middle MMC. Since the converter in the HVDC transmission system should be able to nullify the DC short circuit fault current, the proposed converter is modified considering this DC short circuit fault ride-through capability. Second, the other topology of converter is newly proposed. Since this converter does not need any power transformer and require the smallest number of the converter module, this topology has advantage in the view point of the cost. To deliver the power between two HVDC terminals of which the DC link voltages are different, the module capacitor energy should be balanced each other. Therefore, proposed topologies are modelled as the DC current circuit, the AC current circuit and the circulating current circuit. And, the control schemes are provided based on the proposed model.

To verify the feasibility of the proposed converter structure and the control scheme, the high voltage DC/DC conversion system between $\pm 256\text{kV}$ DC voltage link and $\pm 170\text{kV}$ DC voltage link has been simulated. Each module in the simulation circuit has 2kV DC link capacitor. For the experimental proof, the modular DC/DC converters on a reduced scale are created. The experimental modular DC/DC converter set consists of 36 modules and each module has 50V DC capacitor.

Keywords: HVDC, MMC, Modular Multilevel Converter, HV DC/DC Converter,
DC Transmission System, Multi-Terminal DC Transmission System

Student Number: 2009-30181